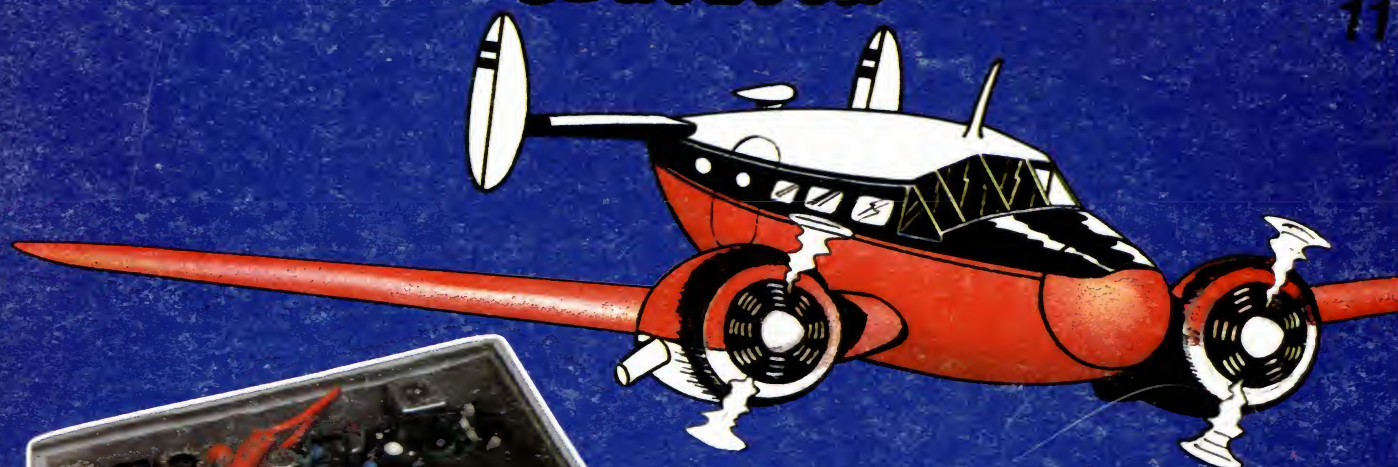


# électronique

## Loisirs

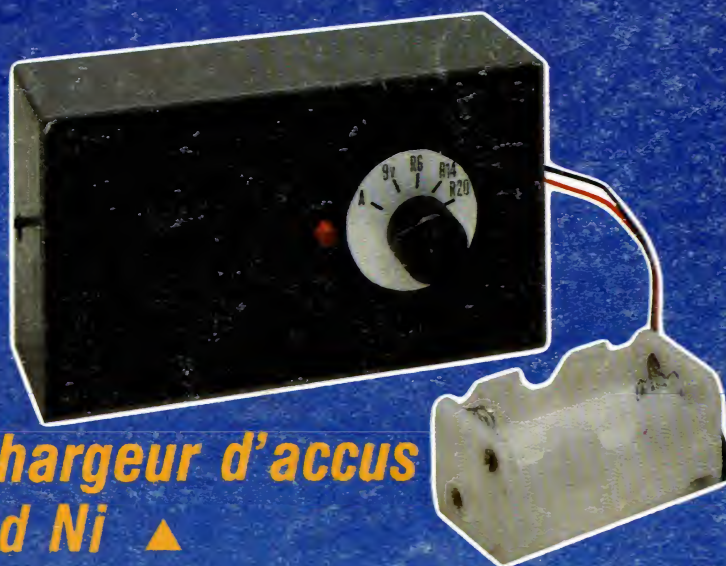
ISSN 0033 7668

11 f



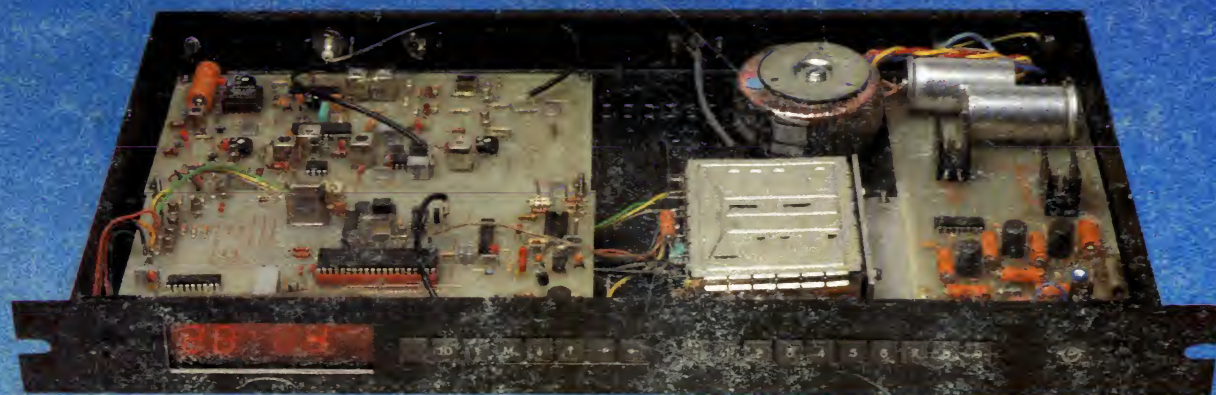
**Récepteur radiocommande  
72 MHz à synthèse  
de fréquence**

**Sécurité pour batterie**



**Chargeur d'accus  
Cd Ni**

**Tuner TV multistandard**







**UN LABORATOIRE  
BIEN EQUIPE  
VOUS EST  
NECESSAIRE ?**

**aménagez-le aux prix LAG !**

### OSCILLOSCOPES

**Affaires exceptionnelles  
TEKTRONIX**  
double trace, complets avec  
tireur.

En parfait état  
de marche  
Appareils de  
laboratoire  
avant déjà  
tourné

Types 515 - 531

533 - 535 - 545

Prix 1500 F

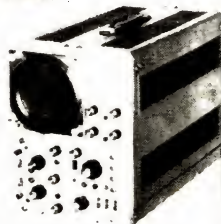
Type 581 - 585

Prix 2500 F

Type 561 (1 GHz)

Prix 4000 F

Port par oscillo 60 F



**Demandez notre liste de générateurs BF et HF et d'appareils de mesures en tous genres en affaires à des prix incroyables**

### HAMEG

HM 103 Simple trace MHz 5 mV à 20 V cm

B.T. 0.2 S à 0.5 S testeur de composants

Prix 2 229 F Port 40 F

HM 203/4 Double trace 20 MHz 5 mV à 20

V/cm Montée 17,5 S.B.T. xy de 0.2 S à

0.5 S Prix 3 400 F Port 75 F



### OSCILLO «TORG»

Présentation identique des  
deux modèles - Oscillos  
compacts, L 10, H 19, P 30  
cm, Poids 3,5 kg.

GARANTIE 1 AN SERVICE

APRES VENTE ASSURE

Simple trace avec 2 sondes

1.1 et 1.10

CI 94 du DC à 10 MHz

Prix 1295 F

Port 40 F

CI 90 du DC à 1 MHz

Prix 890 F

Port 40 F

### ALIMENTATIONS ELC entrée 220 V

AL 785 13,8 V 5 A

Prix 294 F

Port 30 F

AL 813 régulée 6CB1 13,8 V 10 A

Prix 705 F

Port 35 F

AL 745 réglable de 2 à 15 V et 0 à 3 A

Prix 446 F

Port 25 F

AL 812 réglable de 0 à 30 V et 0 à 2 A

Prix 588 F

Port 25 F

**Demandez notre liste d'alimentations en affaire et en tous genres**

### MULTIMETRES

#### TORG Made in URSS

Garantie 1 an PIECE ET MAIN D'OEUVRE  
SERVICE APRES VENTE ASSURE

Livrés avec malette alu de protection, pile  
cordons et pointes de touche.

Dim. 21 x 11 x 8,5 cm pour les 2 modèles

4313 20.000  $\Omega$  V cc. 40 gammes

Prix 195 F

Port 26 F

4341 16.700 ohms volt

cc 27 gammes universel à

TRANSISTORMETRE

INCORPORE

Prix 195 F

Port 26 F



Pour l'achat de 2 contrôleurs TORG  
différents ou du même type, 1  
contrôleur GRATUIT NH 55 décrit ci-  
dessous

NH 55 20.000 ohms volt cc 6 gammes.

Dim. 60 x 90 x 30 cm. Poids 150 g

Prix 79 F

Port 9 F



**PINCE  
AMPEROMETRIQUE  
0 à 500 AMPERES  
50 HZ**

Livrée avec étui et cordons  
spéciaux pour mesure des  
tensions.

Prix TTC 239 F

+ port 20 F

### BON DE COMMANDE

NOM  
PRENOM  
ADRESSE

JE COMMANDE

### 819 LE VRAI

20.000  $\Omega$  V = 4.000  $\sim$  V

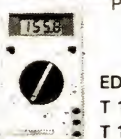
80 gammes de mesures.

Dim. 130 x 95 x 35 mm

Livré avec pile, cordons

pointes de touche et étui

anti choc



Prix TTC 469 F

Port 15 F

### BECKMAN

GAMME ESCORT

EDM 101 527 F

Port 14 F

T 100 656 F

Port 14 F

T 110 790 F

Port 14 F

### INDISPENSABLE

#### SUPER PROMOTION

Testeur sonore universel EEH 75 H

pour transistors, diodes, CI, indispensable  
à l'électronicien, l'électricien, etc...

Prix 49 F l'unité

Port 13 F

par 20

par 100 et plus, nous consulter.



### OUTILLAGE

LA PROMO...

5 pinces chromées,  
isolées, fabrication  
soignée, coupante

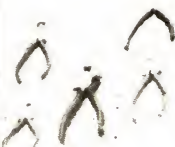
de biaux 11,5 cm - 1

coupante de biaux

tenaille 14 cm - 1

long bec plat 14 cm -

1 à dénuder réglable 15,5 cm.



au prix TTC incroyable de 99 F

Port 20 F

**LAG**

Magasins de vente :  
PARIS 75010, 26 rue d'Hauteville tél. 824 57 30 ORGE  
VAL 78630 10 Rue de Vernouillet-Commandes Province à  
ORGEVAL joindre le règlement pour plus de rapidité • en  
CR : 50 % à la commande.

# RADIO PLANS électronique Loisirs

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43,  
rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-  
Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris  
Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général

Directeur de la Publication

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction

Jean-Claude ROUSSEZ

Rédacteur en chef

Christian DUCHEMIN

Secrétaire de Rédaction

Claude DUCROS

Courrier des Lecteurs

Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans,  
75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris.  
Chef de publicité Mlle A. DEVAUTOUR

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions  
formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs  
auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41,  
d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du  
copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les  
analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute  
représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de  
l'auteur ou de ses ayants-droits ou ayants-causes, est illicite » (alinéa premier de  
l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit,  
constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du  
Code Pénal. »

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. France : 1  
an 95 F - Etranger : 1 an 135 F.

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande  
accompagnée de 2 F en timbres.

**IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte  
pour les paiements par chèque postal.**

Ce numéro a été tiré

à 102900 exemplaires.

Copyright © 1983



Dépôt légal mai 1983 - Editeur 1126 - Mensuel paraissant en fin  
de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition  
COMPOGRAPHIA - Imprimerie DULAC et JARDIN EVREUX.

### COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies en haut de la première page d'un cartouche  
donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code

#### Temps



moins de deux heures de câblage

entre deux et quatre heures de câblage

plus de quatre heures de câblage.

Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle en  
du raccordement du montage à son environnement.

#### Difficulté



Montage à la portée d'un amateur sans  
expérience particulière.

Montage nécessitant des soins attentifs.

Une excellente connaissance de l'électro-  
nique est nécessaire (mesures, manipula-  
tions).

#### Dépense



Prix de revient inférieur à 200 francs.

Prix de revient compris entre 200 et 400  
francs.

Prix supérieur à 400 francs.



# SOMMAIRE

N° 426  
MAI 1983

## RÉALISATIONS



**23** Carte d'interface  
20 sorties pour ZX81

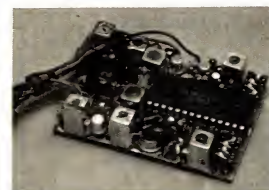
**31** Ensemble  
de réception TV  
multistandard

**53** Sécurité batteries-  
secteur

**69** Chargeur de  
batteries Cd-Ni

**75** Récepteur R/C 72 MHz  
à synthèse

**85** Réverbération CR 80  
(fin)



## TECHNIQUE

**91** Les MOS

**97** Le FET en  
résistance variable

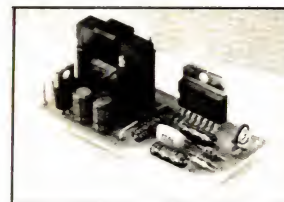
Ce numéro comporte un  
encart numéroté:  
Fiches «Idées» 59, 60  
Fiches «composants» 61, 62

## DIVERS

**57**  
**72**  
**94** } Infos nouveautés

**93** Page circuits imprimés

Ont participé à ce numéro:  
M. Barthou, M. Bilbille,  
J. Ceccaldi, C. Couillec,  
M. Crescas,  
F. de Dieuleveult, G. Ginter,  
P. Gueulle, F. Jongbloët,  
P. Patenay, R. Rateau,  
J. Sabourin,  
J.-P. Signarbieux.







## Unimer 31

200 K  $\Omega/V$  Cont. Alt.

Amplificateur incorporé  
Protection par fusible et  
semi-conducteur

9 Cal = et  $\approx 0,1$  à 1000 V  
7 Cal = et  $\approx 5 \mu A$  à 5 A  
5 Cal  $\Omega$  de 1  $\Omega$  à 20 M  $\Omega$   
Cal dB - 10 à + 10 dB

543 F TTC

## Unimer 4

Spécial Electricien

2200  $\Omega/V$ ; 30 A

5 Cal = 3 V à 600 V

4 Cal = 30 V à 600 V

4 Cal = 0,3 A à 30 A

5 Cal = 60 mA à 30 A

1 Cal  $\Omega$  5  $\Omega$  à 5 k  $\Omega$

Protection fusible et  
semi-conducteur

417 F TTC

## Unimer 33

20000  $\Omega/V$  Continu

4000  $\Omega/V$  alternatif

9 Cal = 0,1 V à 2000 V

5 Cal = 2,5 V à 1000 V

6 Cal = 50  $\mu A$  à 5 A

5 Cal = 250  $\mu A$  à 2,5 A

5 Cal  $\Omega$  1  $\Omega$  à 50 M  $\Omega$

2 Cal  $\mu F$  100 pF à 50  $\mu F$

1 Cal dB - 10 à + 22 dB

Protection fusible  
et semi conducteur

341 F TTC



## Us 6a

Complet avec boîtier  
et cordons de mesure

7 Cal = 0,1 V à 1000 V

5 Cal = 2 à 1000 V

6 Cal = 50  $\mu A$  à 5 A

1 Cal = 250  $\mu A$

5 Cal  $\Omega$  1  $\Omega$  à 50 M  $\Omega$

2 Cal  $\mu F$  100 pF à 150  $\mu F$

2 Cal HZ 0 à 5000 HZ

1 Cal dB - 10 à + 22 dB

Protection par  
semi-conducteur

247 F TTC

## Transistor tester

Mesure : le gain du transistor  
PNP ou NPN (2 gammes),  
le courant résiduel collecteur  
émetteur, quel que  
soit le modèle.

Teste : les diodes GE et SI.

370 F TTC

## Sirènes



## Pincès ampèremétriques



MG 27

315 F TTC

3 Calibres ampèremètre

$\approx 10$  50 250 A

2 Calibres voltmètre

$\approx 300$  600 V

1 Calibre ohmmètre 300  $\Omega$



MG 28 2 appareils en 1

450 F TTC

3 Calibres ampèremètre

$\approx 0,5$  10 100 mA

3 Calibres voltmètre

$\approx 50$  250 500 V

3 Calibres voltmètre

$\approx 50$  250 500 V

6 Calibres ampèremètre

5 15 50 100

250 500 A

3 Calibres ohmmètre

$\approx 10 \Omega$  100  $\Omega$  1 K  $\Omega$

# ISKRA France

354 RUE LECOURBE 75015

Nom : .....  
Adresse : .....  
Code postal : .....

Je désire recevoir une documentation,  
contre 3,60 F en timbres, sur

Les contrôleurs universels

Les pincès ampèremétriques

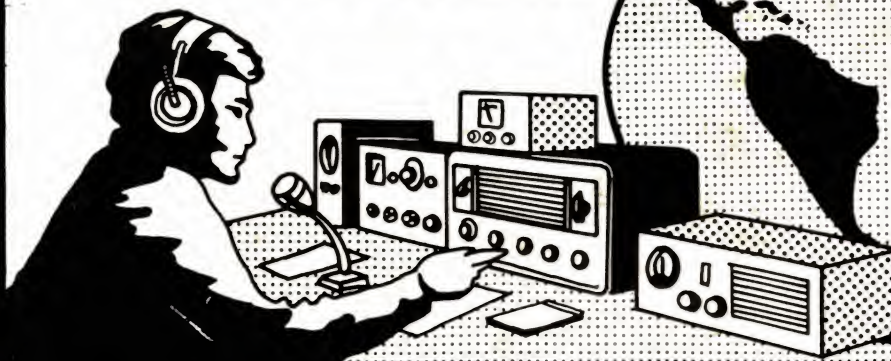
Les sirènes

Les coffrets

Ainsi que la liste des  
distributeurs régionaux

Demandez à  
votre revendeur  
nos autres produits :  
coffrets  
vu-mètres  
radiateurs  
résistances  
potentiomètres etc...

## ECOUTEZ LE MONDE...



# devenez un RADIO-AMATEUR !

Pour occuper vos loisirs  
tout en vous instruisant  
Notre cours fera de vous  
un émetteur radio passionné  
et qualifié

Préparation à l'examen des P.T.T.

**GRATUIT !** Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon  
à DINARD TECHNIQUE ELECTRONIQUE Enseignement privé par correspondance

35801 DINARD BP 42

NOM (majuscules S.V.P.) .....

ADRESSE .....

RPA 5-83



## Une carte d'interfaçage à 20 sorties pour ZX81

### Application à la réalisation d'un synthétiseur HF

Le marché des accessoires pour micro-ordinateurs offre une large place aux cartes d'interfaçage d'entrée-sortie. Le plus souvent, circuits d'entrée et de sortie sont regroupés sur un même module, au nombre de huit ou seize, mais rarement plus.

Or, il s'avère que bien des usages nécessitent seulement des circuits de sortie, mais en nombre plus important. C'est le cas, notamment, lors du couplage à un ordinateur de toutes sortes de dispositifs « programmables » digitalement.

Nous allons donc décrire ici la construction d'une carte à vingt sorties, et en montrer une application dans le cadre d'un synthétiseur radio-fréquence pour émission-réception, capable de générer avec la précision du quartz plus de 50 000 fréquences comprises entre 500 kHz et 250 MHz, au pas de 5 kHz entre deux canaux adjacents.

L'introduction de l'informatique individuelle à ce niveau offre l'avantage d'une totale souplesse de programmation des fréquences par voie logicielle (Basic).

### Principe général des interfaces de sortie

Les circuits de sortie sont les plus simples des dispositifs d'interface pour micro-ordinateurs. En effet,

l'unité centrale accompagne toute modification dans l'état de ses bus, de l'émission de signaux de synchronisation. Il suffit alors de piloter par ces signaux des mémoires de type « latch » pour stocker aussi

longtemps que voulu les états essentiellement fugaces des bus.

En général, c'est le bus de données (à huit bits sur les microprocesseurs les plus courants) qui véhicule les informations à sortir sur les « périphériques ».

Le décodage du bus d'adresses et des signaux de synchronisation permet aux circuits de sortie de ne tenir compte que des données qui leurs sont strictement réservées. Selon la nature de ce décodage, et selon les procédures logicielles utilisées, les informations sortantes peuvent soit transiter par des « ports », soit utiliser certaines adresses mémoire.

L'avantage de la première solution est de garder intact l'espace mémoire disponibles, mais se paie par la nécessité de recourir au langage machine.

Dans le cas du ZX81, dont l'espace mémoire est très loin de son plein emploi, il est plus facile de recourir au second procédé, qui utilise de simples ordres POKE. Bien plus, le choix de certaines adresses mémoire





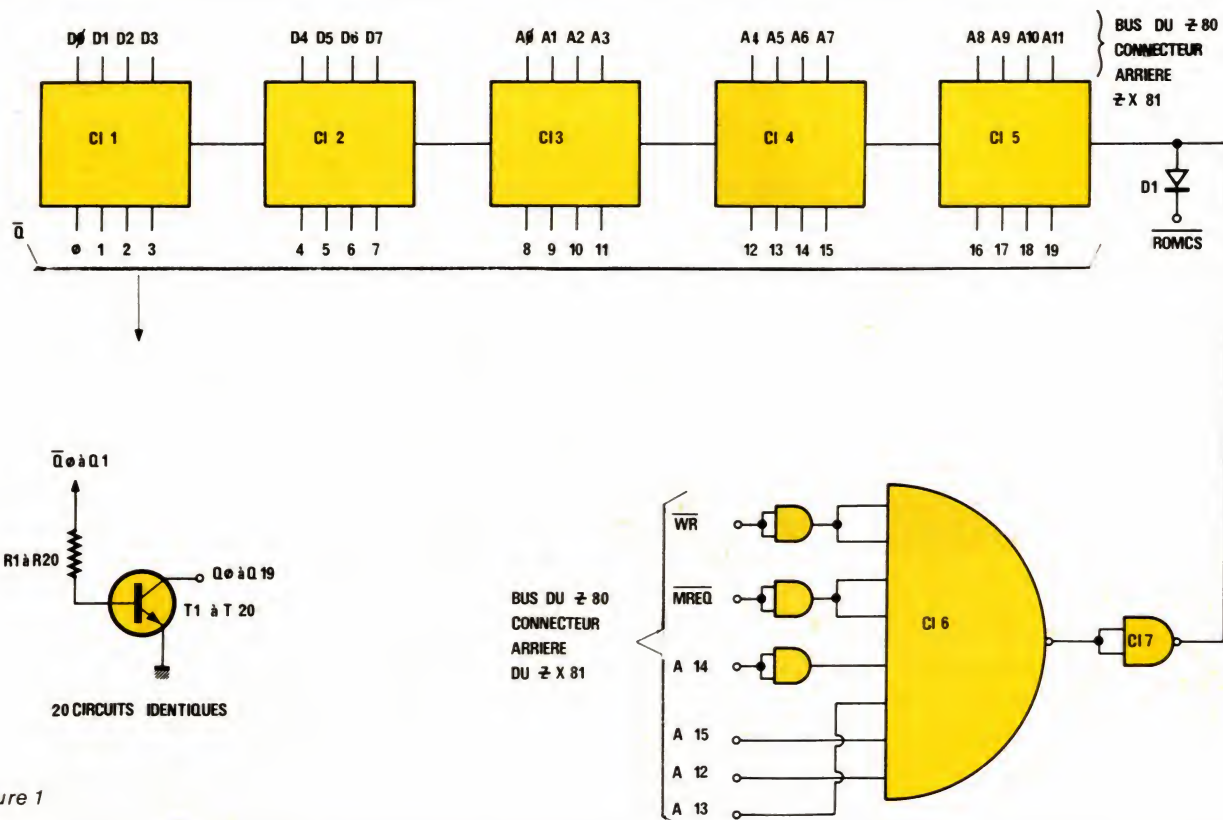


Figure 1

supérieures à 32 K permet de faire passer un « complément d'informations » sur les lignes basses du bus d'adresses. C'est ainsi que nous avons pu obtenir très simplement vingt lignes de sortie: les huit lignes du bus de données, et les douze lignes « basses » du bus d'adresses. Avantage supplémentaire, il est possible d'utiliser tout à fait indépendamment ces deux groupes de bits, comme nous le découvrirons plus loin.

## Étude d'une carte à vingt sorties

La **figure 1** reproduit le schéma de principe de notre carte, construite autour du très courant SN 7475 (quadruples latches). La microinformatique procure une nouvelle jeunesse à ces circuits TTL initialement destinés à servir de mémoires d'affichage.

Chaque sortie est équipée d'un transistor en collecteur ouvert permettant toute une variété de branchements directs.

Le cœur du montage réside cependant dans les circuits de décodage pilotant les entrées de commande des 7475. Ces entrées ne recevront l'impulsion d'écriture WR

(complément de WR du Z80) que lorsque toutes les conditions suivantes seront remplies à la fois:

- MREQ à 0 (c'est-à-dire mémoire sélectionnée, par opposition à une opération sur port, qui mettrait IORQ à 0 à la place de MREQ),
- A12, A13 et A15 à 1 (ce qui correspond à une adresse mémoire supérieure à 45055, donc inutilisable même par une extension 16 K),
- A14 à 0 (afin que la RAM soit bloquée, évitant ainsi toute ambiguïté due au décodage simplifié de RAMCS et ROMCS dans le ZX).

Cependant, afin d'empêcher que la non-sélection de la RAM n'entraîne la sélection de la ROM, une diode vient forcer à 1 la ligne ROMCS. La RAM et la ROM étant toutes deux inhibées, les bus se trouvent ainsi réservés à l'usage exclusif de la carte de sortie pour toutes les adresses mémoire comprises entre 45056 et 49151. Notre carte « consomme » donc 4 K octets d'espace mémoire, ce qui pourrait paraître dispendieux si cette zone n'était laissée à l'abandon par les concepteurs du ZX81!

Seule conséquence négative, il ne faudra pas utiliser avec cette carte d'autres modules d'extension de

RAM que le 16 K d'origine. Que l'on se rassure cependant, les programmes d'application proposés se contentent de 1 K octets! Si maintenant nous lançons un ordre de la forme:

POKE 45056 + X \* Y

en présence de la carte, les sorties 0 à 7 de celle-ci prendront la valeur binaire correspondant à Y (via les huit bits du bus de données), alors que les sorties 8 à 19 prendront la valeur binaire de X (via les bits A0 à A11 du bus d'adresses).

Cette possibilité de sortir simultanément un nombre compris entre 0 et 255, et un autre compris entre 0 et 4095 sera vitale pour l'application de synthèse de fréquence qui va être décrite plus loin.

### Réalisation pratique

Le circuit imprimé représenté à la **figure 2** a été dessiné en vue de recevoir tous les composants du montage, à l'exception des organes de raccordement à l'ordinateur. On pourra en effet choisir entre deux solutions concurrentes:

- raccordement permanent au moyen d'une nappe de fils directement soudés sur le circuit du ZX81;



— utilisation d'un connecteur gigo-gne à 44 broches, enfiché à l'arrière de la machine.

Un autre avantage de cette option est qu'il sera possible, moyennant quelques modifications mineures, d'adapter la carte à d'autres ordinateurs basés sur l'emploi du Z80. La figure 3 reproduit le plan de câblage, qui ne soulève pas de commentaires particuliers. Insistons seulement sur la nécessité d'une constante vigilance lors du raccordement à l'ordinateur, tout « croisement » de fils pouvant bloquer tout le système.

Chaque fois que la chose sera possible, on utilisera de préférence des circuits intégrés de la famille TTL « LS », qui consomment moins tout en réduisant la sollicitation des bus de la machine. Les références à approvisionner seront donc de la forme 74LS75, 74LS00, etc.

Pour tester la carte achevée, il suffit de lancer quelques ordres POKE bien choisis, et de contrôler l'effet produit au niveau des sorties, soit au moyen d'un contrôleur, soit grâce à des diodes LED. Par exemple, la commande :

POKE 45056,0

doit mettre tous les collecteurs des transistors de sortie à la masse, alors que :

POKE 49151,255

doit bloquer ces mêmes transistors tous à la fois. Notons qu'il existe plus d'un million de combinaisons possibles, et qu'il ne saurait donc être question de les essayer toutes !

## Application :

### Un synthétiseur HF programmable

Notre but ne sera pas ici de détailler le fonctionnement des synthétiseurs de fréquence, qui a déjà été largement étudié par ailleurs. Nous nous bornerons donc à décrire les principales caractéristiques du montage dont la figure 4 donne le schéma de principe, avant de traiter de son raccordement à notre carte d'interface.

Ce montage rassemble des circuits intégrés appartenant à des familles très diverses, depuis un linéaire jusqu'à un diviseur ECL, en passant par les technologies MOS et CMOS. Le fonctionnement extrêmement performant qui en résulte est le suivant :

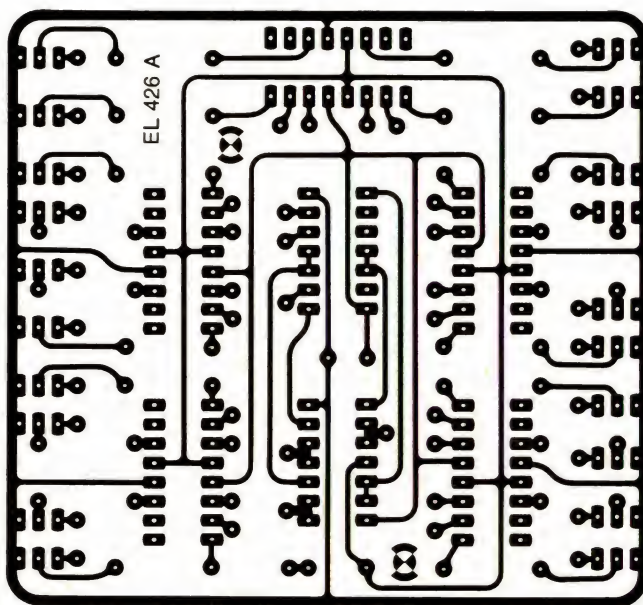


Figure 2

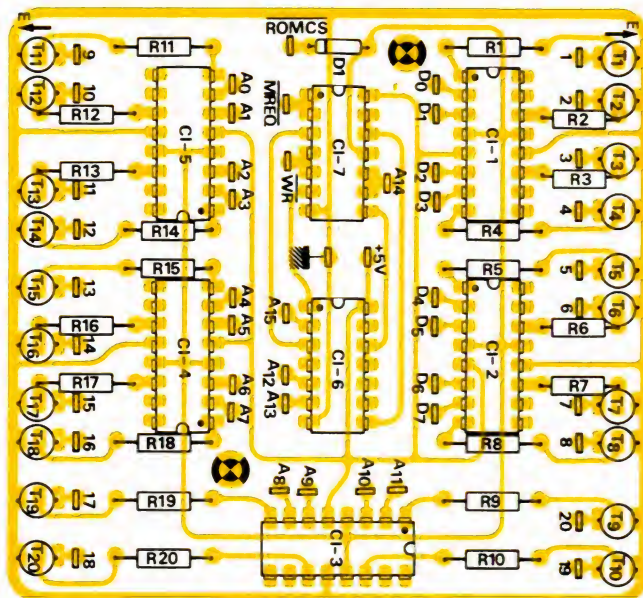
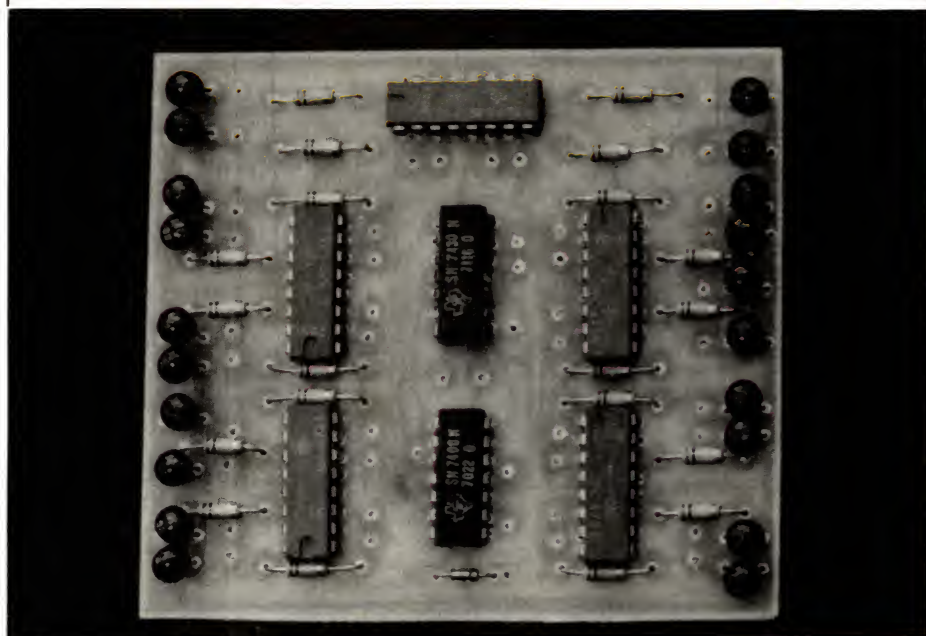


Figure 3





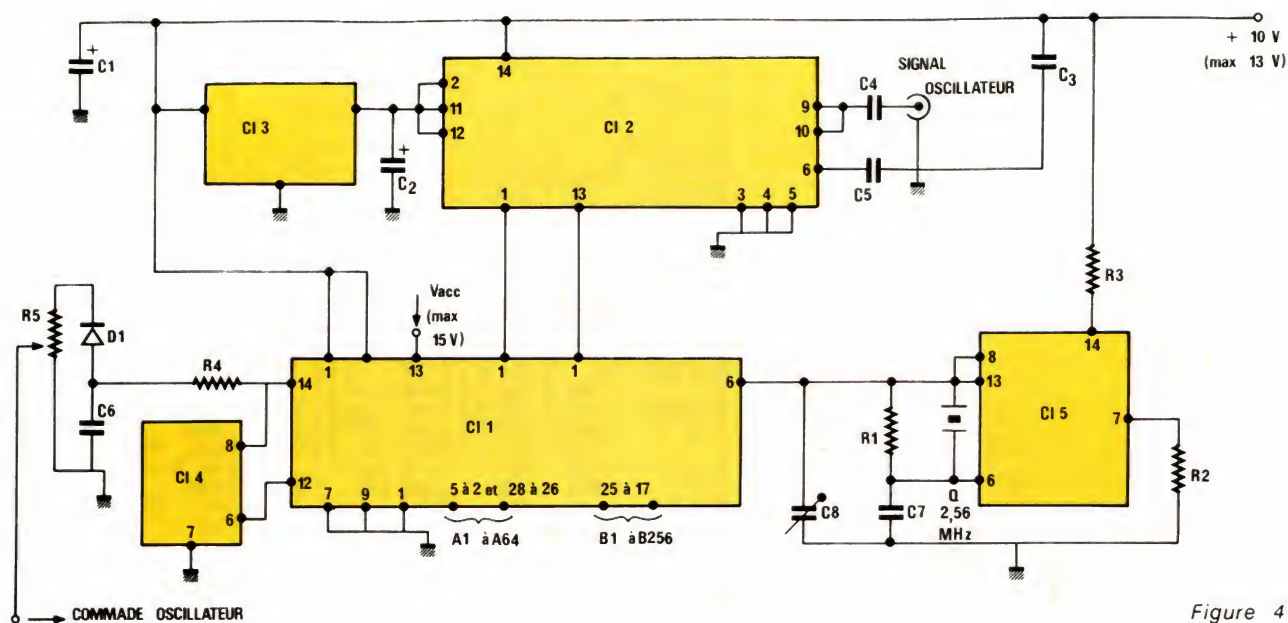


Figure 4

Si le montage est attaqué par une fréquence générée par un oscillateur, et pour peu que sa sortie vienne commander une diode Varicap insérée dans le circuit accordé de cet oscillateur, on pourra alors asservir avec la précision du quartz la fréquence de cet oscillateur à des informations binaires appliquées aux seize lignes d'entrée du S187B. Bien sûr, il faut choisir une fréquence tombant dans le domaine pouvant être couvert par l'oscillateur.

En simplifiant les choses, le synthétiseur délivre tout bonnement une tension d'autant plus positive que la fréquence de l'oscillateur est infé-

rieure à la valeur programmée. Alimentée par cette tension, la Varicap agit de façon à rétablir l'égalité.

Pour ce faire, il faut fournir aux diviseurs programmables apparaissant sur la figure 5, deux nombres A et B, compris respectivement entre 0 et 128, et entre 0 et 512. Dès lors, la fréquence programmée obéit à la relation suivante:

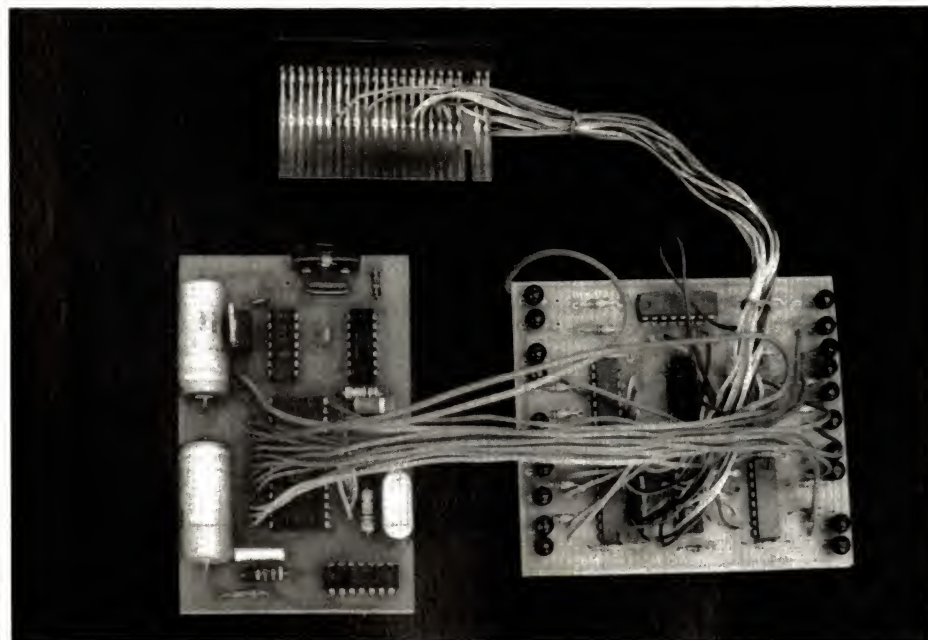
$$F \text{ (kHz)} = 5 [A + (100 \times B)]$$

On en déduit que l'incrément, ou pas, du synthétiseur sera de 5 kHz, ce qui est un espacement courant entre canaux radiotéléphoniques. L'éventail de fréquences théorique serait de 5 kHz à 256,640 MHz, mais

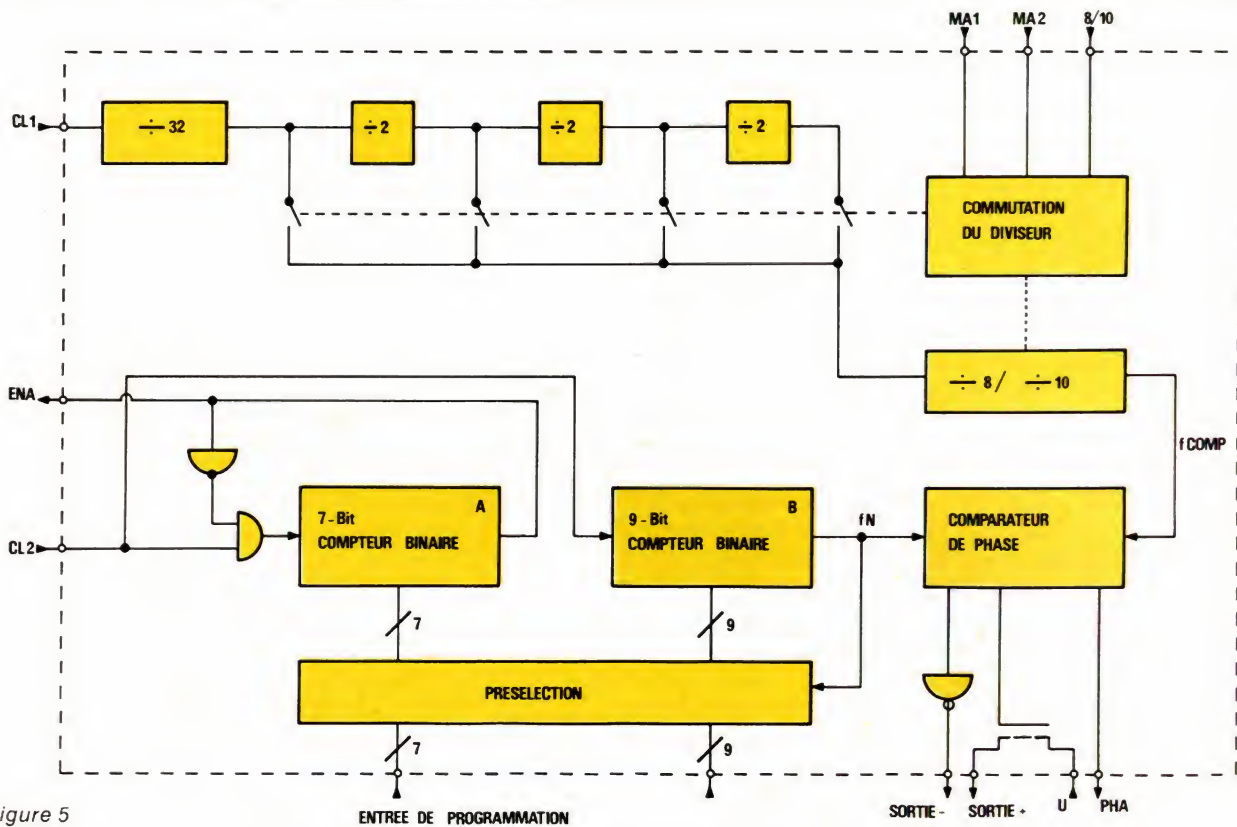
les limitations du prédiviseur S89 restreignent celui-ci à la plage de 500 kHz à 250 MHz. On peut cependant souvent déborder de ces limites sans problèmes majeurs.

Si l'application de cette formule permet un choix très souple de n'importe quelle fréquence, elle se prête mal à une commande manuelle, par roues codeuses par exemple.

C'est là que l'informatique apporte une solution extrêmement élégante: l'ordinateur peut facilement calculer A et B pour n'importe quelle fré-

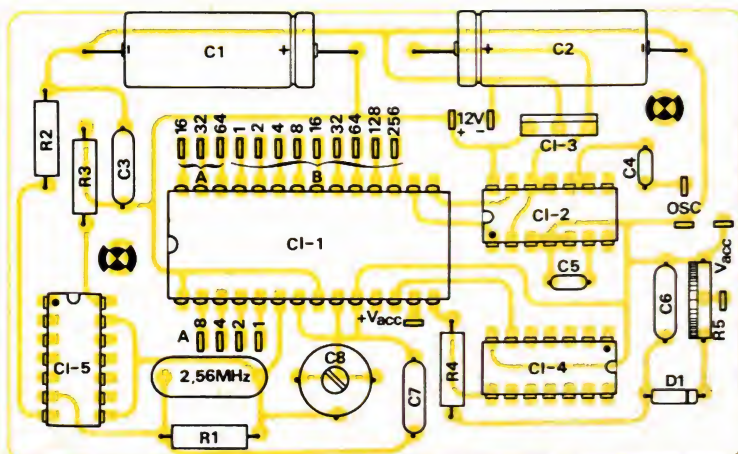
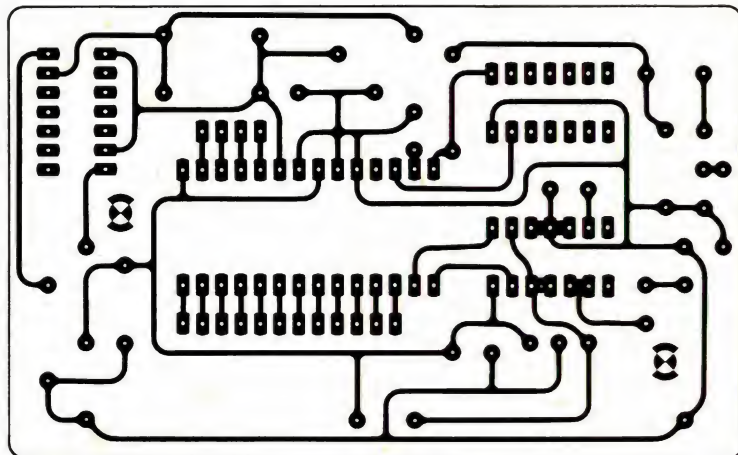






quence, et transmettre ces deux valeurs au synthétiseur, par l'intermédiaire des deux parties d'une instruction POKE, et... de la carte d'interface.

Avant toute chose, il faut bien sûr graver le circuit imprimé de la figure 6, et l'équiper conformément au plan de la figure 7.





Le choix de la fréquence du quartz est critique, car c'est à partir de sa valeur et d'un rapport de division interne au S187B qu'est obtenu le pas de 5 kHz.

Le tableau de la **figure 8** montre toutefois comment quelques autres valeurs peuvent être utilisées, au prix d'un câblage différent des broches 8, 9 et 10 du S187B. Pour ce qui est de l'interconnexion entre le synthétiseur et la carte d'interface, on se guidera sur le tableau de la **figure 9** qui donne également, pour information, le « poids » de chaque ligne dans le calcul de la fréquence.

## Mise en œuvre

Le point le plus délicat reste bien sûr l'adaptation à l'oscillateur local du récepteur, ou au VFO de l'émetteur. La **figure 10** donne un exemple

de VFO pour la bande des 27 MHz, spécialement étudié pour être raccordé au synthétiseur. Dans bien des cas, cependant, il suffit de bobiner trois ou quatre spires de fil isolé par dessus le bobinage oscillateur, pour disposer d'un signal très correct pour le S89.

La broche 13 du S187B permet d'utiliser pour la commande de la Varicap toute tension disponible mais **inférieure à 15 V**. Dans bien des cas, toutefois, le +12 V général suffira, puisque le synthétiseur rattrapera toute dérive imputable à cette tension.

Une fois l'interconnexion établie, et une fréquence d'essai programmée, il faut « accrocher » l'oscillateur sur le synthétiseur en agissant sur les éléments LC ajustables, et sur le potentiomètre du synthétiseur. Dès lors, il n'y aura plus à se préoccuper de l'oscillateur, totalement placé

sous la dépendance du système digital. Lors de ces réglages, on ne saurait trop conseiller le contrôle au moyen d'un fréquencemètre précis. L'examen de la tension de commande de la Varicap permet, pour sa part, de visualiser clairement le verrouillage de la boucle PPL.

## Quelques programmes

Sans programme d'accompagnement, tout ce système reste à peu près inutilisable. C'est le logiciel, plus ou moins sophistiqué, qui lui sera associé, qui lui conférera toute la puissance dont il est capable :

Le programme de la **figure 11** se contente de provoquer la synthèse de la fréquence entrée au clavier, lors d'un très simple dialogue conversationnel. Notons que la machine informe l'utilisateur des éventuels « arrondis » auxquels elle se livre automatiquement si la fréquence demandée n'est pas multiple de 5 kHz.

Le programme de la **figure 12** présente une application beaucoup plus évoluée, le balayage permanent d'une bande de fréquences spécifiée.

Comme il s'agit là de réception, il est prévu de « déclarer » à la ligne 160 la valeur de la moyenne fréquence du superhétérodyne, afin que la fréquence s'affichant sur l'écran soit bien celle effectivement reçue.

Il est facile de modifier les paramètres que sont la vitesse de balayage, ou le pas d'incrément de la fréquence.

Ce programme peut n'être considéré qu'en tant que routine devant être incorporée à un logiciel beaucoup plus perfectionné.

On pourrait imaginer, par exemple, de relier la sortie BF du récepteur à l'entrée cassette du ZX81 qui, grâce à un sous-programme écrit en langage machine, viendrait tester la présence ou l'absence de trafic sur la fréquence reçue. Dès lors, cette fréquence pourrait être maintenue sur écoute, ou imprimée sur papier associée à l'heure, à la durée d'occupation, etc.

Mais il ne s'agit là que d'un exemple : un synthétiseur piloté par ordinateur ayant des possibilités encore bien plus étendues, il est vraisemblable que nos lecteurs ne seront guère embarrassés pour en tirer profit...

P. GUEULLE

Figure 8 - Utilisation de quartz d'autres fréquences

br 10	br 9	br 8	Rapport de division	f quartz exacte pour pas de 5 kHz
0	0	0	2048	10,240 MHz
0	1	0	1000	5,000 MHz
0	0	1	512	2,560 MHz
0	1	1	256	1,280 MHz
1	0	0	2560	12,800 MHz
1	1	0	1250	6,250 MHz
1	0	1	640	3,200 MHz
1	1	1	320	1,600 MHz

Figure 9 - Tableau d'interfaçage

BUS ZX81	Sorties carte interface	Entrées carte synthétiseur	Poids en fréquence
D <sub>0</sub>	1	A <sub>1</sub>	5 kHz
D <sub>1</sub>	2	A <sub>2</sub>	10 kHz
D <sub>2</sub>	3	A <sub>4</sub>	20 kHz
D <sub>3</sub>	4	A <sub>8</sub>	40 kHz
D <sub>4</sub>	5	A <sub>16</sub>	80 kHz
D <sub>5</sub>	6	A <sub>32</sub>	160 kHz
D <sub>6</sub>	7	A <sub>64</sub>	320 kHz
D <sub>7</sub>	8	N.C.	—
A <sub>0</sub>	9	B <sub>1</sub>	500 kHz
A <sub>1</sub>	10	B <sub>2</sub>	1 MHz
A <sub>2</sub>	11	B <sub>4</sub>	2 MHz
A <sub>3</sub>	12	B <sub>8</sub>	4 MHz
A <sub>4</sub>	13	B <sub>16</sub>	8 MHz
A <sub>5</sub>	14	B <sub>32</sub>	16 MHz
A <sub>6</sub>	15	B <sub>64</sub>	32 MHz
A <sub>7</sub>	16	B <sub>128</sub>	64 MHz
A <sub>8</sub>	17	B <sub>256</sub>	128 MHz
A <sub>9</sub>	18	N.C.	—
A <sub>10</sub>	19	N.C.	—
A <sub>11</sub>	20	N.C.	—
A <sub>12</sub>	décodage 45056 (adresse de base)		
A <sub>14</sub>			
A <sub>15</sub>			



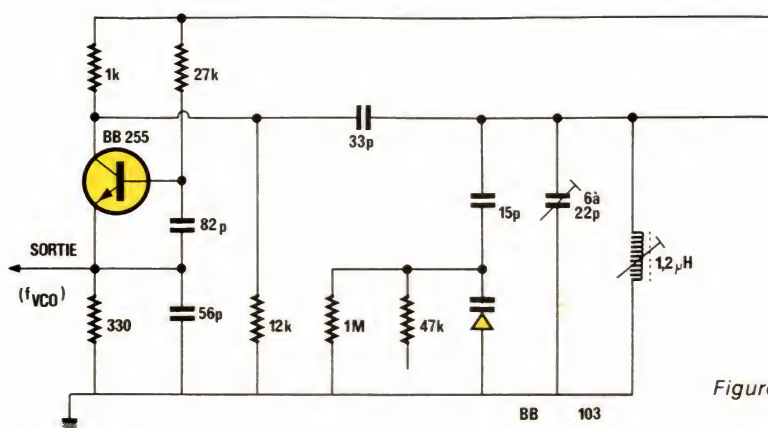


Figure 10

```

1 REM SYNTHETISEUR HF
10 PRINT AT 10,4;"FREQUENCE A
SYNTHETISER ?"
20 PRINT AT 13,6;"( EN MEGAHER
TZ )"
30 INPUT F
35 IF F<.5 OR F>250 THEN GOTO
120
40 LET N=F*2
50 LET B=INT N
60 LET A=INT (.5+(100*(N-B)))
70 POKE (45056+B),A
80 CLS
90 PRINT AT 10,5;" VOICI DU ";
.005*(A+100*B);" MHZ"
100 PRINT AT 20,4;"POUR CHANGER
: NEWLINE"
110 INPUT A$
120 CLS
130 GOTO 10
140 REM COPYRIGHT 1983
    
```

Figure 11

```

10 REM BALAYAGE
20 PRINT "FREQUENCE BASSE EN M
HZ ?"
30 INPUT FB
40 CLS
50 PRINT "FREQUENCE HAUTE EN M
HZ ?"
60 INPUT FH
70 CLS
80 PRINT AT 10,6;"BALAYAGE ENT
RE"
90 PRINT AT 13,0;FB;" ET",F
H;" MHZ"
100 PRINT AT 16,6;"DE 5 EN 5 K
HZ"
110 FOR F=FB TO FH+.005 STEP .0
25
120 LET N=F*2
130 LET B=INT N
140 LET A=INT (.5+(100*(N-B)))
150 PRINT AT 0,0;F;" MHZ"
160 LET FI=-.455
170 LET FR=F+FI
180 LET N=FR*2
190 LET B=INT N
200 LET A=INT (.5+(100*(N-B)))
210 POKE (45056+B),A
220 FOR G=0 TO 100
230 NEXT G
240 NEXT F
250 GOTO 110
260 REM COPYRIGHT 1983
    
```

Figure 12

## Nomenclature de la carte à 20 sorties

### Résistances

R<sub>1</sub> à R<sub>20</sub> : 10 kΩ 1/4 W 5 %

### Transistors

T<sub>1</sub> à T<sub>20</sub> : BC236 ou voisin

### Circuits intégrés

CI<sub>1</sub> : 74LS75

CI<sub>2</sub> : 74LS75

CI<sub>3</sub> : 74LS75

CI<sub>4</sub> : 74LS75

CI<sub>5</sub> : 74LS75

CI<sub>6</sub> : 74LS30

CI<sub>7</sub> : 74LS00

### Autres

#### semiconducteurs

D<sub>1</sub> : 1N 4148

### Divers

Nappe de fils

Connecteur arrière ZX81

## Nomenclature du synthétiseur

### Résistances 1/2 W 5 %

R<sub>1</sub> : 22 MΩ

R<sub>2</sub> : 8,2 kΩ

R<sub>3</sub> : 4,7 kΩ

R<sub>4</sub> : 10 kΩ

R<sub>5</sub> : 1 MΩ pot ajustable

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 470 μF 16 V

C<sub>2</sub> : 470 μF 16 V

C<sub>3</sub> : 0,1 μF

C<sub>4</sub> : 1 nF

C<sub>5</sub> : 1 nF

C<sub>6</sub> : 10 nF

C<sub>7</sub> : 150 pF

C<sub>8</sub> : 6/22 pF ajustable

### Circuits intégrés

CI<sub>1</sub> : S187B Siemens

CI<sub>2</sub> : S89 Siemens

CI<sub>3</sub> : 7805

CI<sub>4</sub> : CD 4007

CI<sub>5</sub> : CD 4007

### Autres

#### semiconducteurs

D<sub>1</sub> : 1N 4148

### Divers

Quartz 2,56 MHz (voir texte)

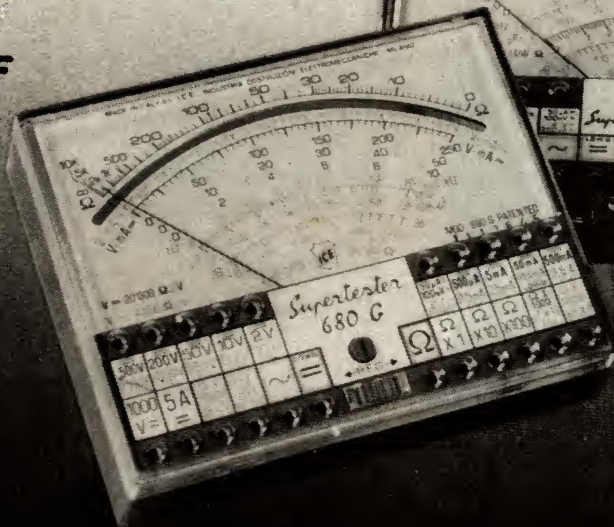


# HBN

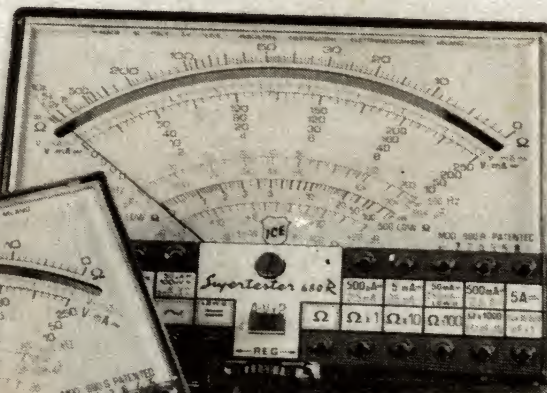
## LE GEANT DE L'ELECTRONIQUE

**A SÉLECTIONNÉ:**

**329 F**



**399 F**



**264 F**



### Contrôleur universel 680 G

- 48 gammes de mesure
- 20 000  $\Omega/V$  en continu
- 4 000  $\Omega/V$  en alternatif
- Cadre panoramique avec miroir de parallaxe
- Anti-chocs
- Anti-surcharges par limiteur et fusible
- Anti-magnétique
- livré avec coffret, cordons et piles



329 F

### Contrôleur universel 680 R

- 80 gammes de mesure
- 20 000  $\Omega/V$  en continu
- 4 000  $\Omega/V$  en alternatif
- Cadre panoramique avec miroir de parallaxe
- Anti-chocs
- Anti-surcharges par limiteur et fusible
- Anti-magnétique
- livré avec coffret, cordons et piles



399 F

### Micro contrôleur universel 80

- 36 gammes de mesure
- 20 000  $\Omega/V$  en continu
- 4 000  $\Omega/V$  en alternatif
- Cadre panoramique avec miroir de parallaxe
- Echelle de 90 mm
- Anti-surcharges par limiteur et fusible
- Anti-chocs
- livré avec coffret, cordons et piles



264 F

En cas de rupture de stock, HBN s'engage à fournir le matériel manquant au prix en vigueur le jour du bon de commande

Prix valables jusqu'au 31 Mai 1983

## une chaîne de magasins dans toute la France

<b>AMIENS</b> 19, rue Gresset Tél.(22)91 25 69	<b>CAEN</b> 14, rue du Tour de Terre Tél.(31)86 37 53	<b>DUNKERQUE</b> 45, rue H. Terquem Tél.(28)66 12 57	<b>LYON 2ème</b> 9, rue Grenette Tél.(7)842 05 06	<b>NANTES</b> 4, rue J.J. Rousseau Tél.(40)48 76 57	<b>RENNES</b> 33, rue Jean Guéhenno (ex. rue de Fougères) Tél.(99)36 71 65	<b>TROYES</b> 6, rue de Preize Tél.(25)81 49 29	<b>VICHY</b> 7, rue Grangier Tél.(70)31 59 96
<b>ANGOULEME</b> Espace St Martial Tél.(45) 92 93 99	<b>CANNES</b> 167, Bd de la République Tél.(93)38 00 74	<b>DUNKERQUE</b> 14, rue ML French Tél.(28)66 38 65	<b>MEAUX</b> C.C. du Connét. de Richemont Tél.(61)009 39 58	<b>NANTES</b> 2, Pl. de la République Tél.(40)89 33 40	<b>RENNES</b> 12, Quai Duguay Trouin Tél.(99)30 85 26	<b>VALENCE</b> 7, rue des Alpes Tél.(75)42 51 40	<b>HBN INFORMATIQUE</b> 13, Av. Jean Jaurès 51100 REIMS Tél.(26)88 50 81
<b>ANNECY</b> entre ruelles Galeries et le lac 11, bd B. de Menthon Tél.(50)45 27 43	<b>CHALONS/M</b> 2, rue Chamorin (CHV) Tél.(26)64 28 82	<b>GRENOBLE</b> 18, Place Ste Claire Tél.(76)54 28 77	<b>METZ</b> 60, Passage Serpenoise Tél.(81)774 45 29	<b>ORLEANS</b> 61, rue des Carmes Tél.(38)54 33 01	<b>ROUEN</b> 19, rue Gal Giraud Tél.(35)88 59 43	<b>VALENCIENNES</b> 57, rue de Paris Tél.(27)46 44 23	<b>HBN ELECTRONIC</b> 21 Cité AL Massira Immeuble 9 RABAT - MAROC
<b>BAYONNE</b> 3, rue du Tour de Sault Tél.(59)59 14 25	<b>CHARLEVILLE</b> 1, Av. Jean Jaurès Tél.(24)33 00 84	<b>LE HAVRE</b> Place des Halles centrales Tél.(35)42 60 92	<b>MONTBELIARD</b> 27, rue des Febvres Tél.(67)92 33 86	<b>PARIS 3ème</b> 48, rue Charlot Tél.(11)277 51 37	<b>ST BRIEUC</b> 16, rue de la Gare Tél.(96)33 55 15	<b>VANNES</b> 35, rue de la Fontaine Tél.(97)47 46 35	
<b>BESANCON</b> 69, rue des Granges Tél.(81)82 21 73	<b>CHOLET</b> 6, rue Nantaize Tél.(41)58 63 64	<b>LE MANS</b> 16, rue H. Lecornué Tél.(43)28 38 63	<b>MONTPELLIER</b> 10, Bd Ledru-Rollin Tél.(67)92 33 86	<b>POITIERS</b> 8, Place Palais de Justice Tél.(49)88 04 90	<b>ST DIZIER</b> 332, Av. République Tél.(25) 05.72.57.		
<b>BREST</b> 1, rue Malakoff Tél.(80)80 24 95	<b>CLERMONT-FD</b> 1, rue des Salins Résid. Isabelle Tél.(73)93 62 10	<b>LENS</b> 43, rue de la Gare Tél.(21)28 60 49	<b>MORLAIX</b> 16, rue Gambetta Tél.(98)88 60 53	<b>QUIMPER</b> 33, rue des Régaires Tél.(98)95 23 48	<b>ST ETIENNE</b> 30, rue Gambetta Tél.(77)21 45 61		
<b>BORDEAUX</b> 10, rue du Mal Joffre Tél.(56)52 42 47	<b>COMPIEGNE</b> 9, Place du Change Tél.(41)423 33 65	<b>LILLE</b> 61, rue de Paris Tél.(20)06 85 52	<b>MULHOUSE</b> Centre Europe Bd de l'Europe Tél.(89)46 46 24	<b>REIMS</b> 46, Av. de Laon Tél.(26)40 35 20	<b>STRASBOURG</b> 4, rue du Travail Tél.(88)32 86 98		
<b>BORDEAUX</b> 12, r du Parlem't St Pierre Tél.(56)81 35 80	<b>DIJON</b> 2, rue Ch. de Vergennes Tél.(80)73 13 48	<b>LIMOGES</b> 4, rue des Charseix Tél.(55)33 29 33	<b>NANCY</b> 116, rue St Dizier Tél.(81)335 27 32	<b>REIMS</b> 10, rue Gambetta Tél.(26)88 47 55	<b>TOURS</b> 2, bis Pl. de la Victoire Tél.(47)20 83 42		



**Siège social :**  
90, rue Charlier 51100 REIMS  
S.A.E. au capital de 1000.000 F  
RCS REIMS B 324 774 017  
Tél. (26) 89 01 06 Téléx 830526 F



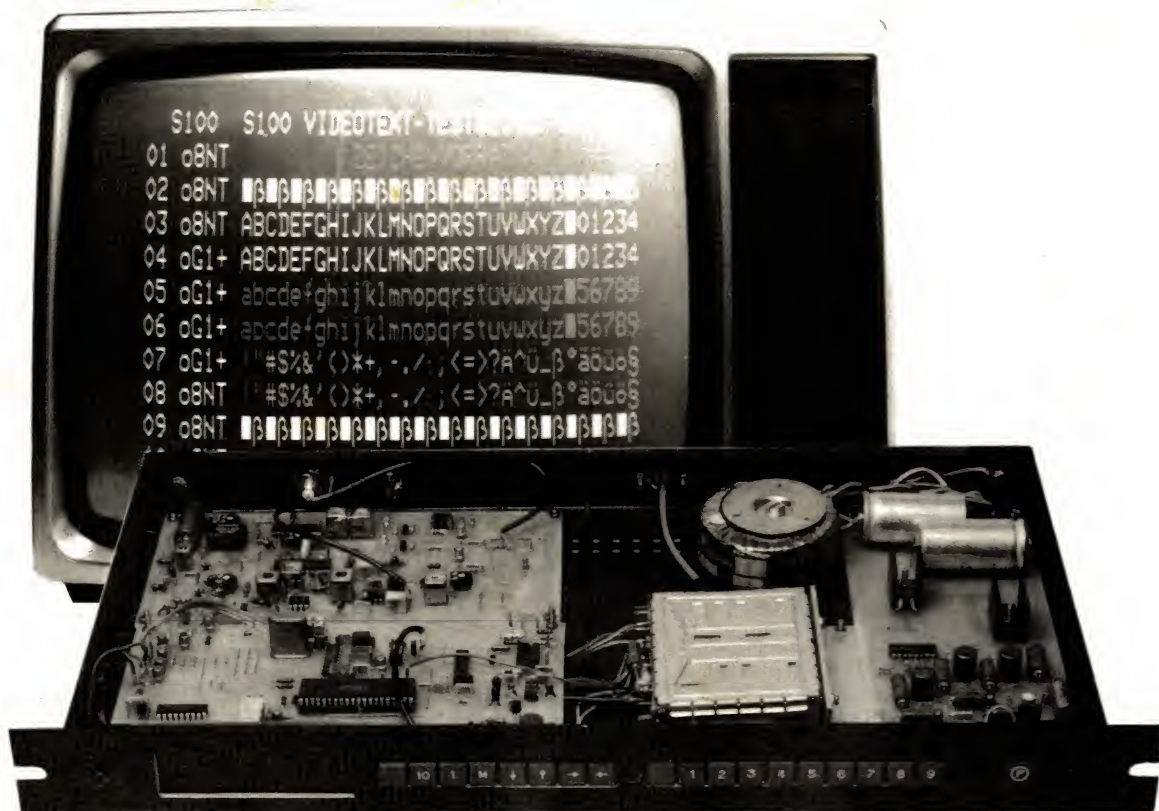
# Platine TV multistandard à synthèse de fréquence



## Système SDA 210 Siemens

Dans les numéros 420 à 423 de Radio Plans, nous vous avons présenté l'ensemble HF/FI d'un récepteur multinorme dont les commandes d'accord étaient confiées à des circuits Plessey. Ces circuits sont malheureusement indisponibles à cause d'ennuis de fabrication. Que les lecteurs ayant été intéressés et désireux de réaliser cet ensemble trouvent ici toutes nos excuses. Les représentants anglais ont malgré tout décidé de nous envoyer un très petit nombre de circuits de manière à ne pas pénaliser cette réalisation.

Nous avons aussi signalé que nous serions en mesure, dans les plus brefs délais, de présenter un nouvel appareil équipé de circuits Siemens si l'approvisionnement des circuits Plessey posait de nombreux problèmes. Avec ces circuits, employés par les industriels de la télévision : Océanic et Barco, il n'existera aucun problème d'approvisionnement.





## Structure du système

Tous les circuits employés appartenant à la famille SDA 2000, ce système a été baptisé, par son constructeur, système SDA 210. Le schéma synoptique de la figure 1 représente l'organisation et la structure que nous avons choisies. Nous verrons, par la suite, que ces circuits peuvent se prêter à des configurations différentes.

Retenons que le cœur du système est un microcontrôleur qui reçoit des instructions, code, décode, et gère la boucle à verrouillage de phase, la mémoire, l'affichage... Cette configuration est universelle et adoptée par tous les constructeurs ayant une branche grand public : RTC, ITT, Motorola, Plessey avec le nouveau système SP 5000 et bien sûr, Siemens avec le SDA 210.

Configuration universelle n'est pas synonyme d'équivalence et à notre connaissance, seul le prédiviseur SDA 2101 Siemens peut être remplacé par le prédiviseur U664 B Telefunken qui propose aussi son propre jeu de circuits réalisant les mêmes fonctions.

## Le système SDA 210

Le système SDA 210 est un système modulaire de contrôle et d'accord par synthèse de fréquence, spécialement destiné à être utilisé dans une vaste gamme de récepteurs TV allant du récepteur portatif au modèle de haut de gamme.

Le système de base peut stocker 30 programmes, sélectionner un canal parmi 100, gérer toutes les commandes du récepteur jusqu'aux fonctions Vidéotexte et afficher le numéro du programme ou du canal sur un afficheur à diodes électroluminescentes à deux chiffres.

Cinq circuits intégrés sont nécessaires pour réaliser ces fonctions. Le microcontrôleur SDA 2101, le prédiviseur ECL par 64 SDA 2001, le PLL SDA 2112, la mémoire non volatile 32 x 16 SDA 2006 et le circuit de décodage et d'affichage SDA 2130. La télécommande infrarouge est réalisée par deux circuits intégrés supplémentaires gérant : le récepteur TV, les fonctions vidéotexte et un magnétoscope.

Le microcontrôleur assure le décodage des informations transmises.

Le circuit SDA 2008 est le circuit émetteur et le TDA 4050 B est le préamplificateur du récepteur.

Si le circuit d'affichage et de décodage SDA 2130 est remplacé par le circuit SDA 2124, le numéro du canal et le numéro du programme peuvent être visualisés simultanément. Il est aussi possible d'employer un circuit d'affichage sur l'écran SDA 2105 pour le numéro du canal. Et enfin, la mémoire non volatile SDA 2006 peut être remplacée par une mémoire 84 x 16 SDA 2106, ce qui permet de stocker pour chaque programme deux valeurs analogiques supplémentaires.

La caractéristique modulaire de ce système contrôlé par microprocesseur ne repose pas simplement sur le nombre de circuits intégrés utilisables mais aussi sur les caractéristiques de programmation du microcontrôleur.

Bien que le contrôleur contienne un programme fixe dans sa propre ROM, les caractéristiques du système et son emploi sont extrêmement variées. Cette souplesse est obtenue non seulement par le large éventail de commandes locales ou à distance qui peuvent être sélectionnées par chaque concepteur mais aussi, et ce qui est plus important, par le concept modulaire du programme. Pour les fonctions de réception en mode télévision, qui dépendent fortement de la philosophie des concepteurs, différents programmes, stockés dans la ROM interne du microcontrôleur, peuvent être sélectionnés par de simples diodes externes. Chaque concepteur peut alors sélectionner le mode de fonctionnement qui lui convient. La structure modulaire tant sur le plan circuits que programme donne un bon compromis entre le coût et l'originalité de tel ou tel système.

## Les différentes fonctions pouvant être envisagées

On peut scinder les caractéristiques du système SDA 210 en deux parties distinctes : les fonctions élémentaires ou fonctions de base et les fonctions annexes ou options.

Les fonctions élémentaires sont au nombre de 3 :

- verrouillage de l'oscillateur local par le synthétiseur — pas de 125 kHz —,
- accès direct aux 100 canaux

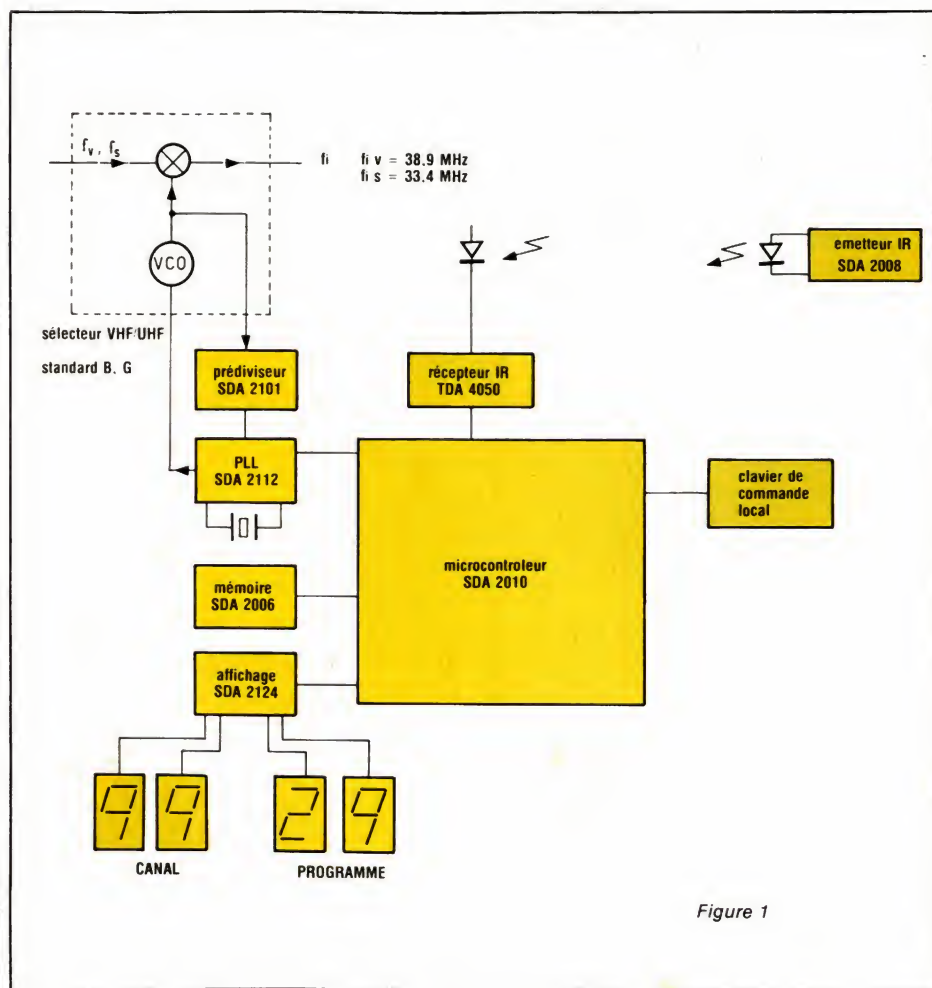


Figure 1



mémorisés dans la mémoire morte du SDA 210,

— clavier de commande local : 36 instructions.

Les options :

— affichage du canal ou du programme grâce au circuit SDA 2130,

— affichage du canal et du programme grâce au circuit SDA 2124,

— affichage du numéro du canal sur l'écran : SDA 2105 et du programme sur afficheur à LED SDA 2130,

— recherche automatique,

— commande automatique de fréquence,

— gestion du décodeur de texte : Antiope par exemple,

— gestion des commandes d'un magnétoscope V 2000,

— clavier de commande à distance, transmission par infrarouges. 63 instructions,

— utilisation en récepteur multistandard aux normes B, C, G, L, L',

— mémoire de programme SDA 2006 : stockage de 30 programmes différents,

— emploi des quatre commandes analogiques : volume, lumière, contraste, couleur,

— mémoire de programme SDA 2106 permettant, en plus du stockage des 30 programmes, la mémorisation de deux grandeurs analogiques différentes par programme.

## Brève description du microcontrôleur

Le microcontrôleur SDA 2010 est dérivé du microprocesseur 8048 et est fabriqué en technologie NMOS. Son fonctionnement est assuré par une tension d'alimentation de 5 V. Pour des raisons de simplicité, le

nombre d'instructions du SDA 2010 a été réduit à 65, ce qui est cependant suffisant pour résoudre des problèmes de contrôle complexes avec un minimum de software. Chacune des 65 instructions nécessite un ou deux cycles de 10  $\mu$ S. La capacité mémoire est de 2 k octets en ROM et 64 octets en RAM. Le SDA 2010 comporte 30 lignes d'entrées/sorties et quatre sorties analogiques. Les quatre sorties analogiques proviennent de convertisseurs numérique/analogique 6 bits qui fonctionnent comme des modulateurs de largeur d'impulsion avec une fréquence de travail de 2 kHz. Les entrées/sorties numériques sont constituées par deux ports 8 bits et deux ports 4 bits qui peuvent être utilisés comme entrées ou sorties ou entrées et sorties.

L'entrée T<sub>i</sub>, détecteur de passage à zéro, sera employée comme entrée d'arrêt de recherche et T<sub>0</sub> comme entrée démodulateur d'un signal provenant du récepteur de télécommande infrarouge.

Le circuit SDA 2010 n'est donc absolument pas destiné à des fonctions de calcul mais tout simplement à des fonctions de contrôle.

Ces fonctions de contrôle peuvent être diverses, le SDA 2010 trouvant sa place dans les appareils les plus divers. Il existe actuellement plus de 30 circuits SDA 2010 contenant des programmes différents. Le circuit de contrôle et de commande de récepteur de télévision est le premier de cette famille et a reçu l'appellation SDA 2010 A001.

Avant de passer en revue les possibilités du système, nous examinerons en détail le prédiviseur SDA 2101, le diviseur programmable SDA 2112, la mémoire non volatile SDA 2006 et le circuit d'affichage SDA 2124.

## Le SDA 2101

Le SDA 2101 contient un préamplificateur et un diviseur ECL par 64. Il est capable de fonctionner jusqu'à 1 GHz. Ce composant est spécialement prévu pour être utilisé dans les récepteurs de télévision dont l'accord est réalisé par un synthétiseur. La consommation du circuit est extrêmement basse : en regard de la plage de fréquence utilisable : 80 MHz à 1 GHz, 70 mA pour une tension d'alimentation de 5 V. Le signal d'entrée est appliqué, via un condensateur ayant une faible inductance série, à l'entrée d'une chaîne de cinq préamplificateurs. Aucun préamplificateur externe n'est donc nécessaire et le signal issu d'un oscillateur local peut être appliqué directement à l'entrée sans aucun problème.

Les deux premiers étages diviseur sont constitués par une bascule rapide et les deux suivants par deux bascules chacun.

Le diviseur global vaut donc 64. Le signal de sortie est au standard ECL et l'on dispose des deux sorties symétriques Q et  $\bar{Q}$ .

La résistance de sortie vaut environ 500  $\Omega$  — charge des transistors montés en émetteur commun — et l'excursion maximale du signal de sortie environ 0,5 V. Le schéma synoptique du prédiviseur est représenté à la figure 2. Le circuit SDA 2101 pourra être remplacé par le U 664 B fabriqué par Telefunken.

## Le SDA 2112

Le circuit SDA 2112 est le PLL du système d'accord par synthèse de fréquence SDA 210. Le schéma synoptique du circuit est représenté à

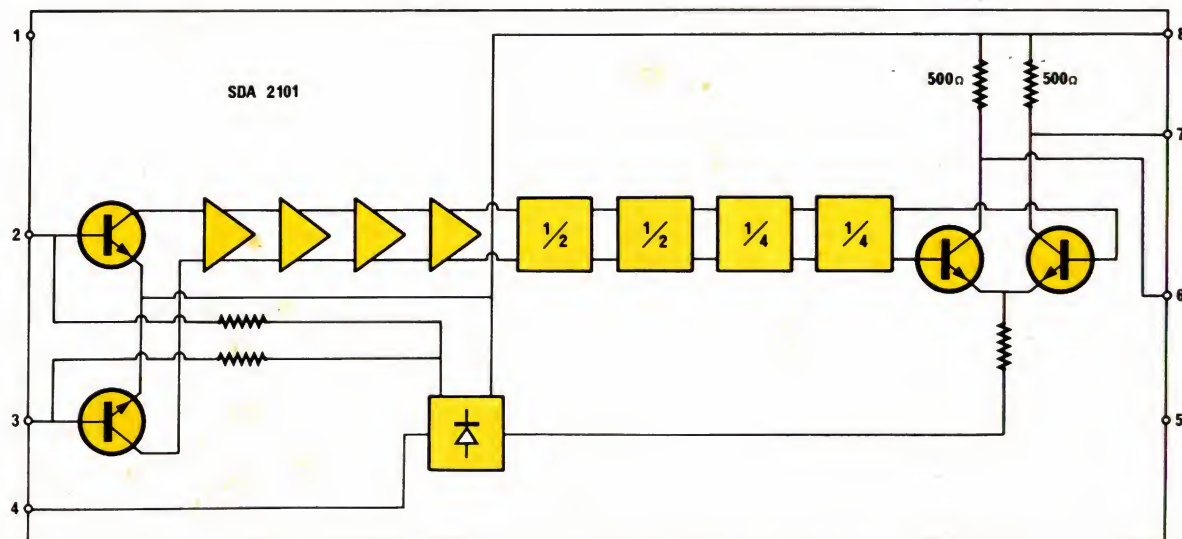


Figure 2 - Schéma synoptique du prédiviseur ECL SDA2101. Équivalent: Telefunken U664B.



la figure 3. Il permet l'accord direct sur les canaux TV avec un pas de 125 kHz sur les bandes I, III, IV et V. Tous les sous-ensembles nécessaires à la boucle à accrochage de phase sont intégrés dans le circuit : diviseur programmable 13 bits, registre à décalage 16 bits, oscillateur à quartz et son diviseur, et finalement le comparateur phase/fréquence. La boucle est stable grâce à deux éléments de filtrage supplémentaires. Les informations d'accord relatives à la programmation du diviseur 13 bits sont fournies par le microprocesseur.

Le nombre N programmé est compris entre 256 et 8191, et associé à un nombre supplémentaire de 3 bits représentant la bande concernée : I, III, IV et V.

Le mot de 16 bits résultant est sérialisé par le microcontrôleur et pénètre dans le PLL dans l'ordre suivant : bit le moins significatif en premier et bit le plus significatif en dernier. Les données présentées à l'entrée IFO, broche 8 du circuit, intégré, ne sont prises en compte que si l'entrée PLE, broche 10 du circuit, est à l'état haut comme le montre le diagramme des temps de la figure 4.

Le décalage est assuré par les fronts montants du signal d'horloge CPL présent sur la broche 7 du circuit. A la fin du décalage, matérialisée par le front descendant du signal PLE, les données sont retenues dans des bascules servant de mémoire tampon. Les données sortent bien entendu en parallèle du registre. Un quartz de 3,00 MHz est connecté aux entrées 1 et 2 de l'oscillateur. La sortie oscillateur, qui sera utilisée pour le microcontrôleur, est disponible à la broche 13 et une sortie 62,5 kHz à la sortie CL broche 6 du circuit.

Le signal de référence est obtenu par divisions successives du signal de fréquence horloge. La fréquence de l'oscillateur à quartz valant 3,000 MHz et le diviseur programmable 1536, la fréquence de comparaison vaut sensiblement 1,9538 kHz. Il vient donc un pas entre fréquences synthétisables de  $64 \times 1,9538 = 125,000$  kHz. Les sorties UHF, VHF et bande I, III sont à collecteur ouvert et ont des niveaux actifs bas. Le tableau de la figure 5 rend compte de l'état des sorties UHF, VHF et bande I/III. Le diviseur programmable possède deux entrées F et F compatibles ECL, c'est dire que l'interconnexion du SDA 2101 et du SDA 2112 est immédiate.

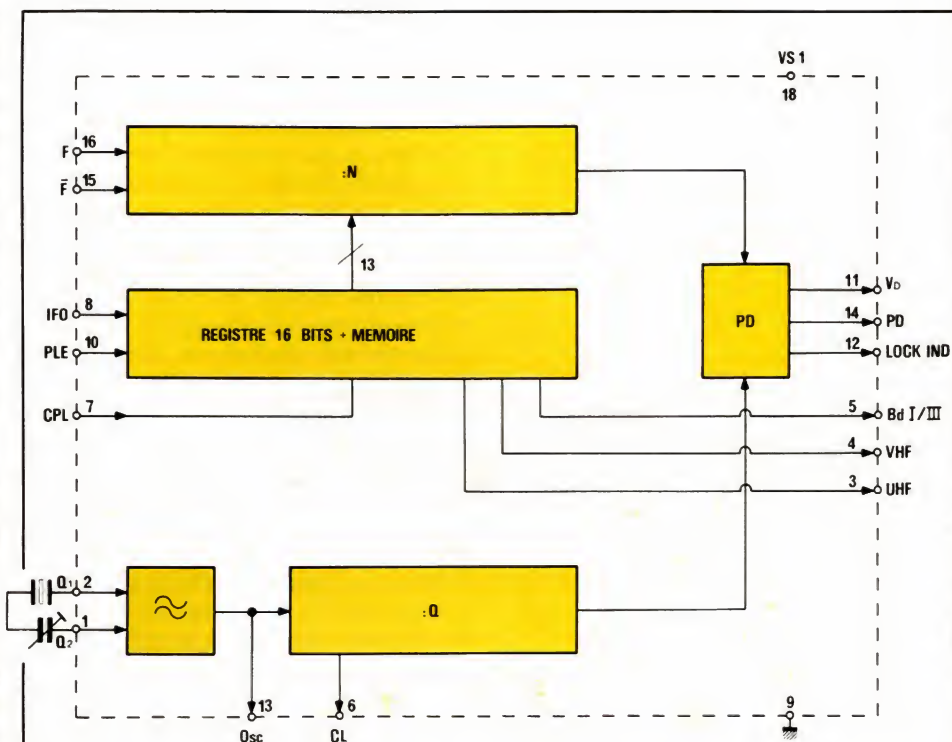


Figure 3 - Schéma synoptique du diviseur programmable et de la chaîne délivrant la fréquence de référence.

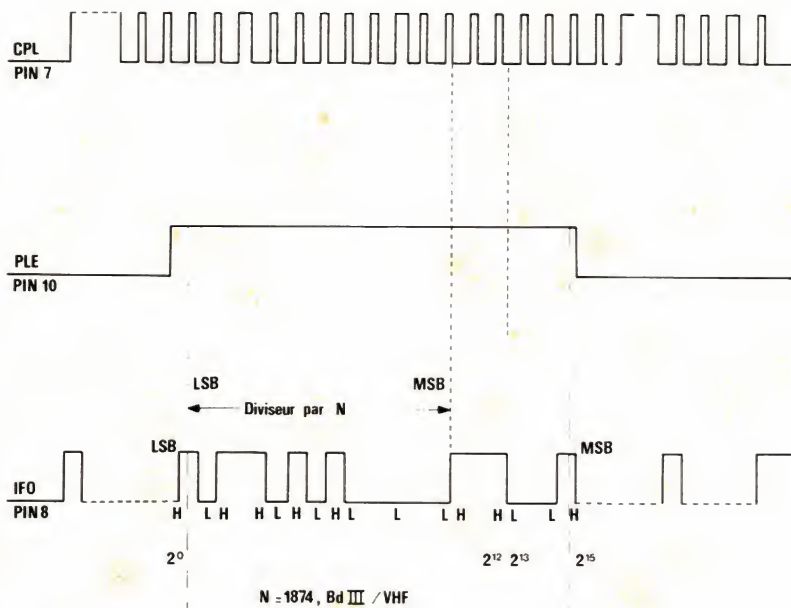


Figure 4 - Diagramme des temps à l'introduction des données dans le PLL.

Figure 5 - État des sorties UHF, bande I et bande III en fonction des bits  $2^{13}$  à  $2^{15}$ .

bits entrée IFO			Sorties			Bande en fonctionnement
$2^{13}$	$2^{14}$	$2^{15}$	I/III	VHF	UHF	
1	1	0	1	1	0	IV V
1	0	1	1	0	1	I
0	0	1	0	0	1	III
ou 0	1	1	0	1	1	III



BROCHE	Niveaux		Remarques
15 INV	Bas $V_{pp}$	Haut $V_{DD}$	
14 DA/DA	DE = DA	DE = DA	
16 REC/REC	Haut	Bas	pendant l'entrée des données
12 CK/CK	Haut	Bas	niveau actif de l'impulsion de décalage
13 L/L	Bas	Haut	pendant la reprogrammation

Figure 6 - Niveaux actifs des entrées en fonction du niveau appliqué sur l'entrée INV.

BROCHE	Niveaux	Longueur du mot
4 STWL	Bas	8 bits
	Haut circuit ouvert ou $V_{DD}$	12 bits

Figure 7 - Sélection de la longueur du mot par commutation sur la broche STWL.

B0	B1	B2	B3	Instructions
0	1	1	1	Lecture avec D9 bit le moins significatif
0	0	1	1	Lecture avec D1 bit le moins significatif
0	0	0	1	Programmation

Figure 8 - Décodage de l'instruction pour un mot de 12 bits.

B1	B2	Instructions
1	1	Lecture avec D9 bit le moins significatif
0	1	Lecture avec D1 bit le moins significatif
0	0	Programmation

Figure 9 - Décodage de l'instruction pour un mot de 8 bits.

Les sorties  $P_D$  et  $V_D$  sont connectées à un circuit RC.  $V_D$  correspond à la tension d'accord du VCO du sélecteur et est connectée par une résistance externe à une tension d'alimentation auxiliaire.

Le verrouillage peut être visualisé en utilisant la sortie LOCK IND qui est à l'état bas lorsque la broche est verrouillée.

## Le SDA 2006

Le circuit intégré SDA 2006 est une mémoire effaçable et reprogrammable électriquement d'une capacité de 512 bits organisée en 32 mots de 16 bits. Les instructions, l'adresse et la commande du circuit sont sérialisées et comportent 8 bits ou 16 bits, la commutation de la longueur du mot est programmable.

Les temps d'effacement et d'écriture sont déterminés par les signaux de contrôle internes.

Le circuit intégré est fabriqué en technologie MOS et toutes les sorties sont à drain ouvert. Les niveaux actifs des signaux d'entrée et de sortie sont commutables par câblage externe.

Comme pour toutes les EAROM, le circuit peut être reprogrammé jusqu'à plus de 10 000 fois, aucun rafraîchissement n'est nécessaire pendant la lecture et le temps de rétention est spécifié supérieur à 10 ans.

## Description et fonctionnement

Le transfert des informations est effectué en série sur un bus de cinq lignes comprenant : l'entrée des informations  $D_E$ , la sortie des informations  $D_A$  ou son complément  $\overline{D_A}$ , un signal d'information reçue : REC ou son complément  $\overline{REC}$ , un signal de chargement L et son complément  $\overline{L}$ , une entrée horloge CK ou son complément  $\overline{CK}$ .

Les niveaux actifs pour les entrées et les sorties peuvent être inversés en fonction du potentiel appliqué à l'entrée INV. L'inversion — complément ou non — est simultanée pour les quatre lignes du bus concernées et est conforme au tableau de la figure 6.

Les informations déterminant le fonctionnement du circuit sont appliquées à l'entrée  $D_E$  et représentent un mot de 8 bits ou un mot de 12 bits, la longueur du mot est choisie par le niveau appliqué à l'entrée STWL conformément au tableau de la figure 7.

Le mot de commande de 8 ou 12 bits contient les informations d'adressage des données à stocker ou lire, la fonction à exécuter et la sélection du circuit mémoire : dans le cas où il en existe plusieurs en parallèle.

Si la longueur du mot de commande est fixée à huit bits, ce mot peut être représenté par :  $A_0, A_1, A_2, A_3, A_4, B_1, B_2, C_3$  et pour le mot de 12 bits :  $A_0, A_1, A_2, A_3, B_0, B_1, B_2, B_3, A_4, C_1, C_2, C_3$  où  $A_0...A_4$  représentent l'adresse concernée,  $B_0...B_3$  l'instruction et  $C_1...C_3$  la sélection du circuit intégré mémoire.  $A_0$  est le bit le moins significatif et rentre le premier dans le circuit intégré. Les instructions sont décodées conformément au tableau de la figure 8 — pour le mot de 12 bits — et au tableau de la figure 9 — pour le mot de 8 bits —.



Une instruction n'est décodée par la mémoire que si les bits de sélection du circuit correspondent au mot câblé constitué par  $Cs_1$ ,  $Cs_2$  et  $Cs_3$  dans le cas du mot de 12 bits et  $Cs_3$  dans le cas du mot de 8 bits. Si l'on utilise un mot de commande de 8 bits,  $Cs_1$  et  $Cs_2$  n'ont aucune signification.

## Lecture

La lecture de la mémoire est effective après la réception du mot de commande à l'entrée  $D_E$ . Huit ou douze impulsions d'horloge à l'entrée  $CK/CK$  sont nécessaires à l'entrée du mot. Pendant ce temps, l'entrée  $REC/REC$  est active — état haut si l'entrée  $INV$  est à l'état bas et état bas si l'entrée  $INV$  est à l'état haut —. La phase d'acceptation des informations se détermine par le front arrière du signal présent à l'entrée  $REC/REC$ . L'instruction de lecture est alors décodée ainsi que la sélection du circuit. Cette transition fait en outre passer la sortie  $DA/DA$  dans un état basse impédance. Une impulsion d'horloge, notée  $S$  à la figure 10, sépare l'ordre de commande de lecture et la lecture proprement dite.

La lecture commence alors avec les dernières impulsions d'horloge. Le décalage des informations est provoqué par le front arrière de ces mêmes impulsions. Le premier bit, bit le moins significatif, est présent à la sortie dès que le premier front arrière, après l'impulsion  $S$ , arrive à l'entrée  $CK$ .

Comme l'ont montré les deux tableaux des figures 8 et 9, les bits  $D_1$  ou  $D_2$  peuvent être choisis comme bits les moins significatifs par codage de l'ordre de lecture. La lecture se termine à la dernière impulsion d'horloge ce qui permet de lire le mot de 16 bits stocké dans la mémoire en un mot de 16 bits ou en deux mots de huit bits par exemple.

## Reprogrammation

La programmation débute avec l'introduction du mot de 16 bits à écrire, le bit le moins significatif :  $D_1$  passant en premier. Ensuite le mot de commande de huit ou douze bits pénètre dans le circuit à l'entrée  $D_E$  grâce à autant d'impulsions d'horloge et seulement si l'entrée  $REC/REC$  est au niveau actif. L'instruction de programmation est alors

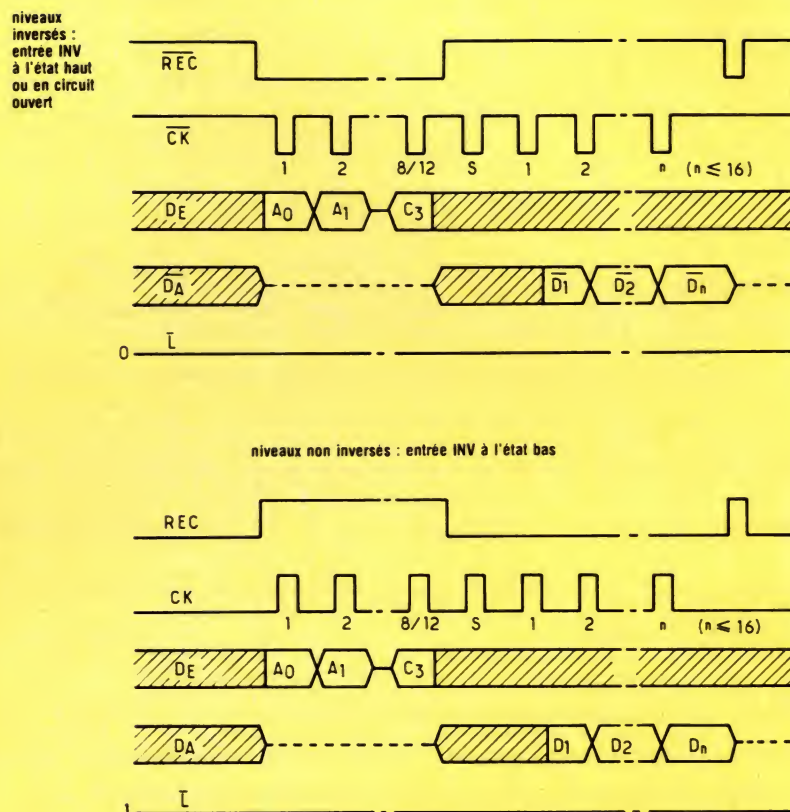


Figure 10 - Diagramme des temps pour le cycle de lecture.

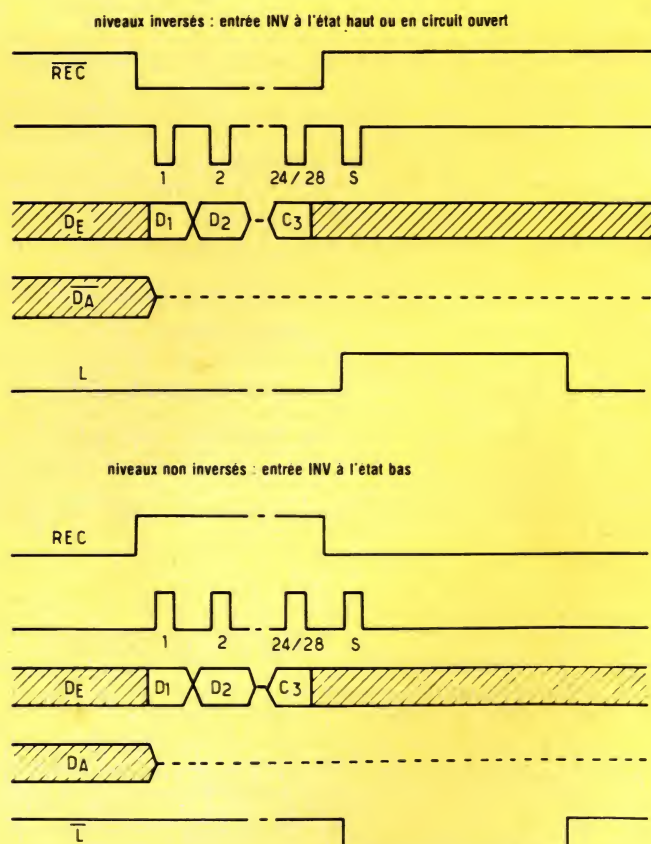


Figure 11 - Diagramme des temps pour le cycle d'écriture.



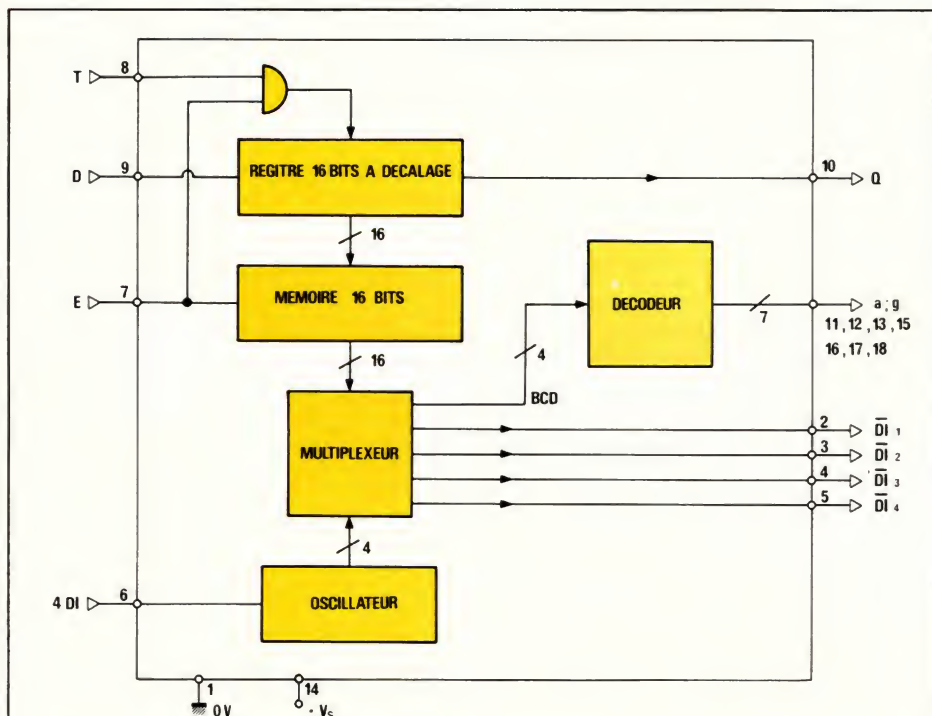


Figure 12 - Schéma synoptique du SDA 2124: circuit d'affichage.

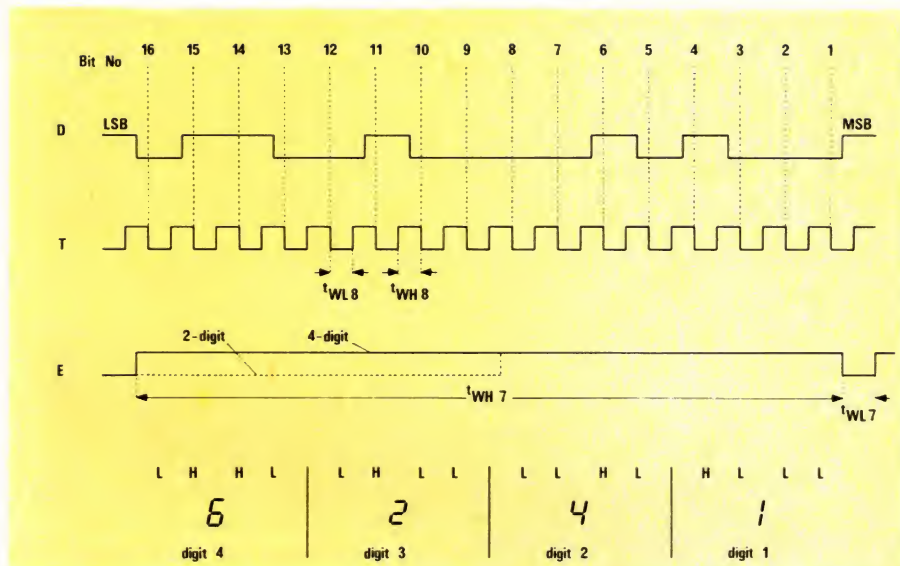


Figure 13 - Diagramme des temps du circuit SDA2124.

décodée par le front arrière du signal REC/ REC.

Le cycle d'écriture est matérialisé par une nouvelle impulsion notée S au schéma de la figure 11 et cet état est transmis au microcontrôleur gérant la mémoire par l'intermédiaire de la sortie L/ L.

Le temps nécessaire à la reprogrammation :  $T_{PROG}$ , est déterminé par les signaux de contrôle internes. Les cycles d'effacement et d'écriture ne sont terminés que lorsque toutes les cellules de la mémoire ont les états souhaités, indépendamment des tensions d'alimentation externes :  $V_{PH}$  et  $V_{PI}$ .

La mémoire ne peut plus prendre en compte aucune autre information pendant la période d'écriture car les entrées REC/ REC, CK/ CK et  $D_E$  sont invalidées pendant toute la phase d'écriture.

La seule action possible est une interruption de procédure anticipée déclenchée par un niveau bas à l'entrée remise à zéro : RES.

## La remise à zéro

Un diviseur résistif est présent à l'entrée du circuit, la remise à zéro

est exécutée pour une tension d'entrée supérieure à 4 volts et le mode de fonctionnement normal existe pour une tension inférieure à 0,5 V.

La mémoire non volatile SDA 2006 réclame quatre tensions d'alimentation référencées par rapport à  $V_{PP}$ , broche 17, au zéro électrique.

Les tensions  $V_{DD}$  et  $V_{PI}$  sont les tensions normales de fonctionnement comprises respectivement entre 11 et 16 volts puis - 4 à - 6 volts. Les tensions  $V_{PH}$  et  $V_{PI}$  ne sont nécessaires que pendant les cycles d'effacement et d'écriture. Pendant le cycle de lecture, les broches  $V_{PH}$  et  $V_{PI}$  peuvent être connectées au zéro électrique ou laissées en circuit ouvert. Les valeurs de ces tensions d'alimentation n'ont que peu d'influence sur le fonctionnement de la mémoire mais influent sur les temps de cycle. Les valeurs moyennes de ces tensions sont : 33 volts pour  $V_{PH}$  et 14 volts pour  $V_{PI}$ . Dans ce cas, le temps d'écriture est compris entre 0,1 et 1  $\mu$ s et la fréquence maximale de programmation vaut 1 Hz : 1 programmation par seconde.

## Le circuit SDA 2124

Le SDA 2124 décode des informations série en format BCD et gère 2 ou 4 afficheurs sept segments à diodes électroluminescentes. Les données peuvent être récupérées sur une broche de sortie permettant ainsi la mise en série de circuits assurant la commande de 6, 8, 10, ... etc. afficheurs.

## Description et fonctionnement

Le schéma synoptique du circuit est représenté à la figure 12. La description et le fonctionnement du circuit s'appuieront sur le diagramme des temps de la figure 13.

Le circuit gérant quatre afficheurs sept segments, l'information D est constituée de quatre fois 4 bits. Le mot de 16 bits résultant est sérialisé et pénètre dans le SDA 2124 à l'entrée D — broche 9 — puis dans un registre à décalage 16 bits.

Chaque décalage successif est assuré par les fronts descendants du signal d'horloge présent à l'entrée T — broche 8 du circuit si l'entrée de validation E — broche 7 — est au niveau haut. Le contenu du registre à décalage passe dans une mémoire



tampon lorsque le niveau appliqué à l'entrée E repasse à l'état bas.

Les 16 sorties de la mémoire commandent un démultiplexeur. Une horloge interne commande le démultiplexeur qui délivre les informations DI<sub>1</sub>, DI<sub>2</sub>, DI<sub>3</sub> et DI<sub>4</sub> alimentant les cathodes communes des afficheurs correspondants.

Le mot BCD est simultanément décodé et les sept sorties résultantes sont connectées aux anodes concernées via les résistances de limitation de courant.

Si l'entrée 4 DI est au zéro électrique, le démultiplexeur ne fonctionne que pour les deux premiers chiffres. La sortie Q n'est utilisée que pour la mise en cascade de plusieurs SDA 2124 et est dans ce cas reliée à l'entrée D du circuit suivant permettant ainsi la gestion d'un nombre pair quelconque d'afficheurs par des informations transitant sur un bus de 3 lignes : D, E, T.

Le décodage du SDA 2124 différant légèrement des circuits traditionnels 7447, 4511 etc... le tableau de la figure 14 rend compte de l'état

Données				Affichage
1	2	4	8	
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
0	1	0	0	2
1	1	0	0	3
0	0	1	0	4
1	0	1	0	5
0	1	1	0	6
1	1	1	0	7
0	0	0	1	8
1	0	0	1	9
0	1	0	1	P
1	1	0	1	C
0	0	1	1	U
1	0	1	1	R
0	1	1	1	— (segment g)
1	1	1	1	néant

Figure 14 - État des afficheurs LED pour les seize possibilités du code BCD.

des afficheurs pour les seize possibilités du code BCD.

## L'émetteur de télécommande SDA 2008

Ce circuit remplace l'émetteur SAB 3210 développé par le système de télécommande par infrarouge IR 60. Le SDA 2008 est caractérisé par :

- un clavier entièrement protégé contre les mauvaises manipulations. Il est quasiment impossible de produire une fausse instruction car il faudrait que deux touches soient enfoncées simultanément ;

- le clavier est constitué par une matrice de 8 lignes et quatre colonnes, le SDA 2008 transforme l'information clé enfoncée en un code biphasé 6 bits. Le train d'impulsions obtenu, module en amplitude un oscillateur dont la fréquence est comprise entre 450 et 500 kHz. De manière à réduire le coût et l'encombrement du système, l'oscillateur du SDA 2008 a été étudié pour fonctionner avec un simple filtre céramique 455 kHz ou un résonateur céramique 500 kHz. Grâce à un réseau de diodes extérieures, ou une clé dédoublement, la matrice d'entrée 4 x 8 peut être transformée en une matrice 2 x 4 x 8. La clé dédoublement relie l'entrée PP IN — broche 18 — du circuit à l'entrée de la première colonne : Sa — broche 2 du circuit —.

Le bit de départ, émis avant les 6 bits constituant l'information — peut être modifié en reliant l'entrée PP IN à l'entrée de la troisième colonne de la matrice : broche 4 du circuit. On peut alors, dans la même pièce, utiliser le même émetteur pour commander le récepteur de télévision et une chaîne haute fidélité par exemple.

## L'accord par le synthétiseur de fréquence

Le fonctionnement du SDA 210 repose sur le principe des boucles à verrouillage de phase que nous ne rappellerons pas... La boucle est utilisée pour stabiliser la fréquence de l'oscillateur local et l'asservir à un multiple d'une fréquence de référence. La stabilité d'un tel système est égale à celle du quartz de référence. Le schéma synoptique du système est représenté à la figure 15. La fréquence de l'oscillateur local est préalablement réduite par un diviseur par P avec  $P = 64$  puis ensuite par un diviseur programmable par N. La fréquence résultante  $f_{osc}/P-N$  sera comparée à la fréquence de référence obtenue par une division par M du signal de sortie de l'oscillateur à quartz. On a donc, lorsque le système est verrouillé égalité entre  $f_{osc}/P-N$  et  $f_0/M$ , ce qui donne :  $f_{osc} = N \times 64 \times 3,000/1536 = N/8$ , N est un nombre sans unité et  $f_{osc}$  est alors en MHz.

Connaissant, pour un canal donné, la fréquence de la porteuse vision, on en déduit la fréquence de l'oscillateur local, variant d'un système à l'autre avec par exemple :

**système G :**

$$f_{osc} = f_{\text{porteuse vision}} + 38,9,$$

avec pour le canal 21

$$f_{osc} = 471,25 + 38,9 = 510,15 \text{ MHz}$$

(21.G)

**système L :**

$$f_{osc} = f_{\text{porteuse vision}} - 32,7,$$

avec pour le canal 21

$$f_{osc} = 471,25 - 32,7 = 438,55 \text{ MHz}$$

(21.L)

## Accord direct sur un canal

Nous venons donc de voir que le sélecteur HF n'était accordé sur un

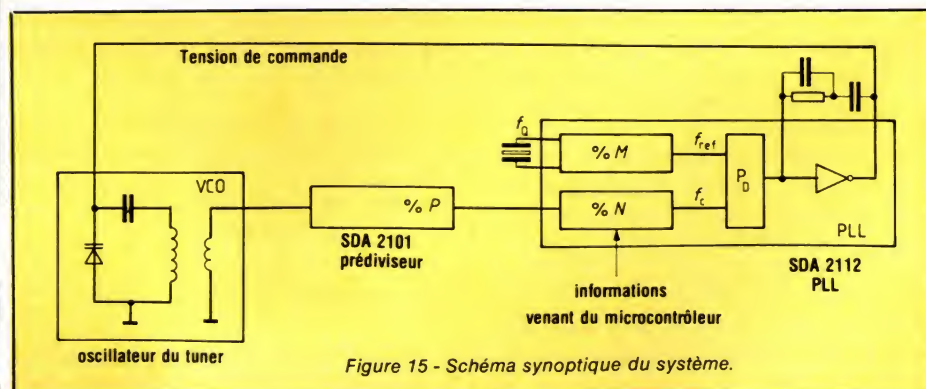


Figure 15 - Schéma synoptique du système.



canal donné que si la fréquence de l'oscillateur local était égale à la fréquence de la porteuse vision majorée de la fréquence intermédiaire vision dans le cas du système G où la FIV vaut 38,9 MHz et la FIS 33,4 MHz. Dans le cas des systèmes L et L', la fréquence de l'oscillateur local doit être majorée ou minorée — selon la bande en service — de la fréquence intermédiaire vision, qui d'après les recommandations du SCART vaut 32,7 MHz. Quel que soit le système, l'accord est obtenu en programmant le diviseur du PLL avec le nombre N en accord avec la relation précédemment donnée  $f_{osc} = N/8$  et en indiquant au sélecteur HF la bande mise en service. Si nous reprenons le cas du canal 21 en système G, la fréquence de l'oscillateur local : 510,15 MHz peut être décalée de - 4 MHz ou + 3,875 MHz par pas de 125 kHz. La plage d'accord s'étend de 506,10 MHz à 514,025 MHz et comprend 63 pas de 125 kHz. Le même calcul appliqué au canal 22 montre que toutes les fréquences, multiples de 125 kHz, appartenant à la gamme des UHF, peuvent être obtenues.

La mémoire morte du microcontrôleur SDA 2010 contient 100 différents nombres N permettant l'accord sur autant de canaux. Le contenu de la mémoire est représenté par le tableau de la figure 16 pour les canaux 1 à 50 et à la figure 17 pour les canaux 51 à 100.

Chaque nombre N comporte 16 bits, les treize premiers représentent le nombre N codé en binaire et les trois derniers l'information de bande, VHF bande I, VHF bande III et UHF. Les tableaux des figures 16 et 17 ont été dressés par le constructeur : Siemens, pour le système employé en Allemagne : B en VHF, G en UHF et canaux S pour la télévision par câble et pour les canaux italiens en VHF : canaux A à H.

C'est dire que le système est prévu pour fonctionner avec un sélecteur HF UV 411 ou UV 415 RTC ou un MTS 200-1-S Oréga. La réception des émissions au standard L n'est alors possible qu'en employant la platine FI décrite dans le numéro 423 de Radio Plans. Dans ce cas, la fréquence intermédiaire vision vaut 38,9 MHz dans tous les cas et la fréquence intermédiaire son 33,4 MHz pour les normes B et G et 32,4 MHz pour la norme L.

Le problème est un peu différent avec la norme L'. La réception des émissions en bande III est toujours possible avec une fiv de 38,9 MHz et

une fis de 33,4 MHz mais l'inversion du sens du canal en bande I rend impossible la réception en conservant les mêmes fréquences intermédiaires. Pour conserver la fiv de 38,9 MHz, on serait conduit à l'adoption d'une fis de 45,4 MHz.

Nous verrons, à la fin de cet article, que l'adjonction d'une carte de décodage transforme ce système en un récepteur multistandard. La réception étant assurée pour les normes B, G, I, L, L', C, l'emploi des platines RTC ST 8302 et ST 8303 s'impose.

## La sélection directe du canal et la mémorisation du programme

En un lieu donné, tous les canaux contenus dans la mémoire morte ne donnent pas lieu à une émission. C'est la raison pour laquelle on ajoute une mémoire non volatile supplémentaire recevant l'information d'accord. Nous avons vu que cette information était représentée par un nombre de 13 bits, les sept premiers bits constituant l'accord grossier et les six derniers l'accord fin. Lors de la mise au point, pendant la phase de recherche d'une station, on peut agir sur les commandes d'accord fin pour obtenir la meilleure image possible. La fréquence de l'oscillateur local vaut donc  $f_{osc} = N_1/8$  avec  $N_1 \neq N$  si les commandes d'accord fin ont été utilisées.

L'adresse correspondant au stockage de  $N_1$  dans la mémoire non volatile est appelée numéro du programme alors que l'adresse correspondant au stockage de N dans la mémoire morte du microcontrôleur est appelée numéro du canal. Signalons que l'adresse et le nom du canal sont identiques pour les canaux UHF 21 à 69. Les informations de bande ne sont pas altérées par les manipulations d'accord fin. Une station peut donc être mémorisée puis rappelée à un instant quelconque, en demandant la lecture de la mémoire non volatile, aucune action de correction supplémentaire n'étant nécessaire. Il est alors évident que l'on peut stocker le canal 25 en programme 1, 22 en 2, 28 en 3 et que l'on a automatiquement 1<sup>re</sup>, 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> chaîne.

Le SDA est prévu pour une capacité mémoire de 30 programmes différents, ce qui ne doit poser aucun problème de capacité, même dans les régions frontalières. Bien mal-

heureusement, nous ne disposons que de trois chaînes, trop souvent peu brillantes, et que sans nous tromper on peut dire que la télévision par câble n'est pas pour demain, mais pour après-demain.

On dispose donc d'un clavier, comportant tous les chiffres de 0 - 9. Ce clavier devant permettre la lecture de la mémoire morte : sélection directe du canal ou, la mémorisation ou la lecture de la mémoire non volatile : sélection du programme, une touche Programme/canal différencie les deux destinations de l'information en provenance du clavier. La touche programme/canal ou P/C fait basculer le système du mode programme en mode canal et vice-versa. Supposons que l'on veuille mémoriser le canal 22 à l'adresse programme 2 — correspondant à la deuxième chaîne dans la région parisienne —. On positionne le système en mode programme et l'on frappe 2 puis on repasse en mode canal et l'on frappe 22. La mémorisation peut être effectuée en appuyant sur la touche mémoire. A ce stade, il est possible de continuer en mode sélection directe du canal ou de passer en mode recherche automatique. Le nouveau canal sélectionné sera mémorisé avec un numéro de pro-

## La recherche automatique

La recherche débute sur le numéro du canal sélectionné avant le départ de la recherche. Chaque seconde, trois canaux sont inspectés et la commande de silencieux est active pendant toute la phase de recherche. La recherche automatique peut prendre deux aspects différents fonction des éléments périphériques présents.

— Si un circuit d'identification comme le TDA 4430, TDA 4431 ou TDA 4432 est utilisé pour générer le signal d'arrêt, il reste un léger décalage que l'on compensera en utilisant les commandes d'accord fin. Dans ce cas, les entrées de commande automatique de fréquence AFC<sub>1</sub> et AFC<sub>2</sub> ne sont pas utilisées et sont soit connectées à la ligne d'alimentation positive, soit laissées en l'air.

— En adoptant les circuits adéquats, délivrant au microcontrôleur les signaux de commande automatique de fréquence, le système s'accorde parfaitement sur toutes les



Numéro du canal	Nom du canal	Bande BD 3 VHF UHF	Fréquence de la porteuse vision/MHz	Fréquence théorique de l'oscillateur local en MHz	Fréquence de l'OL en mémoire MHz	Erreur	N	N (binaire)													Contenu de la mémoire												
								2 <sup>12</sup> 2 <sup>11</sup> 2 <sup>10</sup> 2 <sup>9</sup> 2 <sup>8</sup> 2 <sup>7</sup> 2 <sup>6</sup> 2 <sup>5</sup> 2 <sup>4</sup> 2 <sup>3</sup> 2 <sup>2</sup> 2 <sup>1</sup> 2 <sup>0</sup>																									
								13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1	13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1																								
01	AU0	H L H	46.25	85.15	85.125	-25	681	0 0 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1	0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 1																								
02	K2	H L H	48.25	87.15	87.125	-25	697	0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1	0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 0 0																								
03	K3	H L H	55.25	94.15	94.125	-25	753	0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1	0 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1																								
04	K4	H L H	62.25	101.15	101.125	-25	809	0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1																								
05	K5	L H H	175.25	214.15	214.125	-25	1713	0 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1																								
06	K6	L H H	182.25	221.15	221.125	-25	1769	0 0 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 1	0 0 1 1 0 1 1 0 0 1 0 0 1																								
07	K7	L H H	189.25	228.15	228.125	-25	1825	0 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 1	0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1																								
08	K8	L H H	196.25	235.15	235.125	-25	1881	0 0 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1	0 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1																								
09	K9	L H H	203.25	242.15	242.125	-25	1937	0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1	0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1																								
10	K10	L H H	210.25	249.15	249.125	-25	1993	0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 0 1	0 0 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1																								
11	K11	L H H	217.25	256.15	256.125	-25	2049	0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 1																								
12	K12	L H H	224.25	263.15	263.125	-25	2105	0 1 0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 1	0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1																								
13	A	H L H	53.75	92.65	92.625	-25	741	0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1	0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1																								
14	B	H L H	62.25	101.15	101.125	-25	809	0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1																								
15	C	H L H	82.25	121.15	121.125	-25	969	0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 1	0 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1																								
16	D	L H H	175.25	214.15	214.125	-25	1713	0 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1																								
17	E	L H H	183.75	222.65	222.625	-25	1781	0 0 1 1 0 1 1 1 1 0 1 0 1	0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 0 1																								
18	F	L H H	192.25	231.15	231.125	-25	1849	0 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1	0 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1																								
19	G	L H H	201.25	240.15	240.125	-25	1921	0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1	0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1																								
20	H	L H H	210.25	249.15	249.125	-25	1993	0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 0 1	0 0 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1																								
21	K21	H H L	471.25	510.15	510.125	-25	4081	0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1	0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1																								
22	K22	H H L	479.25	518.15	518.125	-25	4145	1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1																								
23	K23	H H L	487.25	526.15	526.125	-25	4209	1 0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1																								
24	K24	H H L	495.25	534.15	534.125	-25	4273	1 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1																								
25	K25	H H L	503.25	542.15	542.125	-25	4337	1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1																								
26	K26	H H L	511.25	550.15	550.125	-25	4401	1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1																								
27	K27	H H L	519.25	558.15	558.125	-25	4465	1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1																								
28	K28	H H L	527.25	566.15	566.125	-25	4529	1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1																								
29	K29	H H L	535.25	574.15	574.125	-25	4593	1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1																								
30	K30	H H L	543.25	582.15	582.125	-25	4657	1 0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1																								
31	K31	H H L	551.25	590.15	590.125	-25	4721	1 0 0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 0 0 1 0 1 0 0 0 1																								
32	K32	H H L	559.25	598.15	598.125	-25	4785	1 0 0 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1																								
33	K33	H H L	567.25	606.15	606.125	-25	4849	1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1																								
34	K34	H H L	575.25	614.15	614.125	-25	4913	1 0 0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1																								
35	K35	H H L	583.25	622.15	622.125	-25	4977	1 0 0 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1																								
36	K36	H H L	591.25	630.15	630.125	-25	5041	1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1																								
37	K37	H H L	599.25	638.15	638.125	-25	5105	1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1																								
38	K38	H H L	607.25	646.15	646.125	-25	5169	1 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1																								
39	K39	H H L	615.25	654.15	654.125	-25	5233	1 0 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1																								
40	K40	H H L	623.25	662.15	662.125	-25	5297	1 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1																								
41	K41	H H L	631.25	670.15	670.125	-25	5361	1 0 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1																								
42	K42	H H L	639.25	678.15	678.125	-25	5425	1 0 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1																								
43	K43	H H L	647.25	686.15	686.125	-25	5489	1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1																								
44	K44	H H L	655.25	694.15	694.125	-25	5553	1 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1																								
45	K45	H H L	663.25	702.15	702.125	-25	5617	1 0 1 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1																								
46	K46	H H L	671.25	710.15	710.125	-25	5681	1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1																								
47	K47	H H L	679.25	718.15	718.125	-25	5745	1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 0 0 1 0 1 0 0 0 1																								
48	K48	H H L	687.25	726.15	726.125	-25	5809	1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1																								
49	K49	H H L	695.25	734.15	734.125	-25	5873	1 0 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1																								
50	K50	H H L	703.25	742.15	742.125	-25	5937	1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1																								



Numéro du canal	Nom du canal	Bande BD 3 VHF UHF	Fréquence de la porteuse vision en MHz	Fréquence théorique de l'oscillateur local en MHz	Fréquence de l'oscillateur local en mémoire	Erreur	N	N (binaire)	Contenu de la mémoire
								2 <sup>12</sup> 2 <sup>11</sup> 2 <sup>10</sup> 2 <sup>9</sup> 2 <sup>8</sup> 2 <sup>7</sup> 2 <sup>6</sup> 2 <sup>5</sup> 2 <sup>4</sup> 2 <sup>3</sup> 2 <sup>2</sup> 2 <sup>1</sup> 2 <sup>0</sup>	
								13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1	13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1
51	K51	H H L	711.25	750.15	750.125	-25	6001	1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1
52	K52	H H L	719.25	758.15	758.125	-25	6065	1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1
53	K53	H H L	727.25	766.15	766.125	-25	6129	1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1
54	K54	H H L	735.25	774.15	774.125	-25	6193	1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1
55	K55	H H L	743.25	782.15	782.125	-25	6257	1 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1
56	K56	H H L	751.25	790.15	790.125	-25	6321	1 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1
57	K57	H H L	759.25	798.15	798.125	-25	6385	1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1
58	K58	H H L	767.25	806.15	806.125	-25	6449	1 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1
59	K59	H H L	775.25	814.15	814.125	-25	6513	1 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1
60	K60	H H L	783.25	822.15	822.125	-25	6577	1 1 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1
61	K61	H H L	791.25	830.15	830.125	-25	6641	1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1
62	K62	H H L	799.25	838.15	838.125	-25	6705	1 1 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1
63	K63	H H L	807.25	846.15	846.125	-25	6769	1 1 0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 0 1
64	K64	H H L	815.25	854.15	854.125	-25	6833	1 1 0 1 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1
65	K65	H H L	823.25	862.15	862.125	-25	6897	1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1
66	K66	H H L	831.25	870.15	870.125	-25	6961	1 1 0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1
67	K67	H H L	839.25	878.15	878.125	-25	7025	1 1 0 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1
68	K68	H H L	847.25	886.15	886.125	-25	7089	1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1
69	K69	H H L	855.25	894.15	894.125	-25	7153	1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 0 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1
70	ex.	H H L	863.25	902.15	902.125	-25	7217	1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1
71	ex.	H H L	871.25	910.15	910.125	-25	7281	1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1
72	ex.	H H L	879.25	918.15	918.125	-25	7345	1 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1
73	ex.	H H L	887.25	926.15	926.125	-25	7409	1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1
74	ex.	H L H	69.25	108.15	108.125	-25	865	0 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1	0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 0 0 1
75	ex.	H L H	76.25	115.15	115.125	-25	921	0 0 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 1 1 1 1 0 0 1
76	ex.	H L H	83.25	122.15	122.125	-25	977	0 0 0 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1	0 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1
77	ex.	H L H	90.25	129.15	129.125	-25	1033	0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1	0 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 1
78	ex.	H L H	97.25	136.15	136.125	-25	1089	0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1
79	20IR	H L H	59.25	98.15	98.125	-25	785	0 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1	0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1
80	50IR	H L H	93.25	132.15	132.125	-25	1057	0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
81	S1	H L H	105.25	144.15	144.125	-25	1153	0 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1
82	S2	L H H	112.25	151.15	151.125	-25	1209	0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 1	0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 1
83	S3	L H H	119.25	158.15	158.125	-25	1265	0 0 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1	0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 1
84	S4	L H H	126.25	165.15	165.125	-25	1321	0 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 1	0 0 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 1
85	S5	L H H	133.25	172.15	172.125	-25	1377	0 0 1 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1	0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 1
86	S6	L H H	140.25	179.15	179.125	-25	1433	0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 0 0 1	0 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1
87	S7	L H H	147.25	186.15	186.125	-25	1489	0 0 1 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1	0 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1
88	S8	L H H	154.25	193.15	193.125	-25	1545	0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0 0 1
89	S9	L H H	161.25	200.15	200.125	-25	1601	0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1	0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 0 1
90	S10	L H H	168.25	207.15	207.125	-25	1657	0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 1	0 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1
91	S11	L H H	231.25	270.15	270.125	-25	2161	0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1	0 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1
92	S12	L H H	238.25	277.15	277.125	-25	2217	0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1	0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1
93	S13	L H H	245.25	284.15	284.125	-25	2273	0 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1	0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1
94	S14	L H H	252.25	291.15	291.125	-25	2329	0 1 0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1	0 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1
95	S15	L H H	259.25	298.15	298.125	-25	2385	0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1	0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1
96	S16	L H H	266.25	305.15	305.125	-25	2441	0 1 0 0 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 1 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1
97	S17	L H H	273.25	312.15	312.125	-25	2497	0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1	0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 0 0 1
98	S18	L H H	280.25	319.15	319.125	-25	2553	0 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1	0 1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 1
99	S19	L H H	287.25	326.15	326.125	-25	2609	0 1 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1	0 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1
00	S20	L H H	294.25	333.15	333.125	-25	2663	0 1 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1	0 1 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1

Figure 17 - Contenu de la mémoire du SDA 2010. Canaux 51 à 100.



stations reçues : les corrections d'accord fin étant automatiques.

## La programmation par les diodes externes

Les quatre diodes DO<sub>3</sub>, DO<sub>4</sub>, DO<sub>6</sub> et DO<sub>7</sub> ont leur cathode connectée à la broche 6 du microcontrôleur et l'anode aux broches 13, 14, 16 et 17 respectivement.

DO<sub>3</sub> : commutation programme/canal. La présence de la diode DO<sub>3</sub> permet le basculement du système en mode programme ou en mode canal, avec des durées de fonctionnement quelconques. Si la diode est absente, le système repasse automatiquement en mode programme après la pression de la dernière clé. Ce qui revient à dire que le mode programme est automatique.

DO<sub>4</sub> : sélection de la mémoire non volatile.

L'utilisation de la mémoire SDA 2106, qui permet la mémorisation de deux grandeurs analogiques par programme, implique celle de la diode DO<sub>4</sub>.

Par contre, si l'on emploie la mémoire SDA 2006, de capacité moitié, la diode DO<sub>4</sub> sera omise et les quatre tensions analogiques sont identiques pour tous les programmes.

DO<sub>6</sub> : mode canal ou mode canal alterné avec le mode programme. Sans DO<sub>6</sub>, le SDA 210 peut évoluer entre les modes canal et programme en actionnant les commandes locales ou déportées. Si DO<sub>3</sub> et DO<sub>6</sub> sont implantées, le seul mode utilisable est le mode canal et la mémoire non volatile ne peut être employée.

La 1<sup>re</sup> sortie analogique est fixée à 30 % du maximum et les trois autres à 50 %. La diode DO<sub>6</sub> détermine aussi le comportement du système lors des changements d'état : Arrêt → Marche, Attente → Marche. Ces divers comportements sont répertoriés au tableau de la figure 18.

DO<sub>7</sub> : si le numéro du canal et du programme doivent être affichés si-

multanément, les informations sont décodées par le SDA 2124 et la présence de DO<sub>7</sub> est obligatoire. Avec le SDA 2130, l'affichage est alterné : programme ou canal et DO<sub>7</sub> doit être omise.

## Les clés de commande locale et à distance

Les matrices de clés de commande — locale et télécommande — présentent d'importantes similitudes en mode télévision que nous noterons TV et en mode vidéotexte que nous noterons VT. Les seules différences résident dans les instructions agissant sur les chiffres dizaines et unités du compteur de canal et les commandes montée et descente du compteur de programme qui ne sont actives que dans le cas d'un clavier local.

De la même manière, les instructions pilotant un magnétoscope ne peuvent provenir que d'un clavier d'un système de télécommande. La figure 19 représente la liste d'instructions provenant de la télécommande : le numéro de l'instruction, le numéro de la clé et le code NRZ 6 bits émis par le circuit spécialement destiné à cet effet, le SDA 2008. La figure 20 représente une liste d'instructions similaires pour un clavier local.

## Le fonctionnement en mode TV

Plusieurs clés ont une signification identique en mode télévision et vidéotexte TV ou VT. Ces vingt-deux clés sont : nombre de 0 à 9, Normal, Silencieux, arrêt, et les quatre commandes analogiques dans les sens montée et descente.

### Programme ou canal

Cette clé fait basculer le système du fonctionnement en programme

vers le fonctionnement canal et vice-versa. Si la diode 1N4148 se connectant entre les broches 6 et 13 du circuit intégré SDA 2010 n'est pas implantée, le canal n'est affiché que pendant 8 secondes suivant la pression de la dernière touche. Le système rebascule alors automatiquement en mode programme. Si l'afficheur deux digits SDA 2130 est employé, le mode programme ou canal peut être signalé à l'utilisateur par deux diodes électroluminescentes supplémentaires.

## Incrémentation unités et dizaines du compteur canal

Grâce au seul clavier local. Chaque pression effectuée sur clé incrémente le compteur des dizaines ou des unités d'un point.

Les compteurs dizaines et unités étant séparés, le comptage s'effectue sans retenue, exactement comme s'il s'agissait de roues codeuses. Si le système SDA 210 est arrêté sur 39, une pression sur la touche incrémentation unité donnera 30. De la même manière, le passage de 96 à 06 s'effectue par une pression sur la clé incrémentation dizaines. Ces clés ne sont actives que pendant le mode canal.

## Arrêt-Marche de la commande automatique de fréquence

Cette clé commute, d'une manière bistable la commande automatique de fréquence permettant ainsi aux signaux présents sur les broches 24 et 25 d'être ou de n'être pas pris en compte par le système. Nous aurons l'occasion de revenir plus en détail sur la commande d'AFC dans un prochain paragraphe.

### Réserve

Il s'agit ici d'une simple commutation bistable agissant sur le niveau

DO <sub>6</sub>	mode TV	ARRÊT → MARCHÉ raccordement au secteur	ATTENTE → MARCHÉ clé A/M	ATTENTE → MARCHÉ clés 0 à 9
oui	mode canal	canal 0, puis départ en recherche si aucun signal d'arrêt de recherche n'est présent	dernier canal présent puis départ en recherche	canal sélectionné puis départ en recherche
non	programme ou canal	programme 1	programme précédent	programme sélectionné

Figure 18 - Comportement du système à la mise sous tension et mise en route.



## Réalisation

de la ligne de réserve, du niveau haut au niveau bas et vice-versa.

### Arrêt-Marche

Une action sur cette touche permet le passage du mode d'attente au mode de fonctionnement normal et vice-versa.

### Mémorisation

Les informations relatives à l'accord du tuner : numéro du canal et décalage de fréquence peuvent être stockés dans la mémoire non volatile adressée par le compteur de programme. Une donnée analogique ne peut être stockée que si la nouvelle valeur diffère de la valeur préalablement mémorisée.

### Montée - Descente compteur de programme

Par clavier local uniquement. Ces clés ne fonctionnent que si le système est en mode programme. Chaque pression sur l'une des touches incrémente ou décrémente le compteur d'une unité. Le système comporte de AU, 1, 2, ... à 29. Si le système est en attente, une action sur cette touche déclenche le fonctionnement normal et le système restitue le programme présent avant la dernière extinction.



SDA 2008		Code infrarouge						Etat		
Instr. No.	Clé No.	F	E	D	C	B	A	Veille Attente	TV	Vidéotexte
0	1a	0	0	0	0	0	0	—	Mémorisation	Page 100 - Menu
1	1b				0	0	1	—	Normal	Normal
2	1c				0	1	0	—	Silencieux	Silencieux
3	1d				0	1	1	ON	OFF	OFF
4	2a				1	0	0	—	Accord fin +	Positionnement
5	2b				1	0	1	—	Accord fin -	Mémorisation différée
6	2c				1	1	0	—	AFC	Décodage
7	2d				1	1	1	—	Programme/canal	Affichage normal
8	3a	0	0	1	0	0	0	—	Volume +	Volume +
9	3b				0	0	1	—	Volume -	Volume -
10	3c				0	1	0	—	Analog 2 +	Analog 2 +
11	3d				0	1	1	—	Analog 2 -	Analog 2 -
12	4a				1	0	0	—	Analog 3 +	Analog 3 +
13	4b				1	0	1	—	Analog 3 -	Analog 3 -
14	4c				1	1	0	—	Analog 4 +	Analog 4 +
15	4d				1	1	1	—	Analog 4 -	Analog 4 -
16	5a	0	1	0	0	0	0	ON 0	0	0
17	5b				0	0	1	ON 1	1	1
18	5c				0	1	0	ON 2	2	2
19	5d				0	1	1	ON 3	3	3
20	6a				1	0	0	ON 4	4	4
21	6b				1	0	1	ON 5	5	5
22	6c				1	1	0	ON 6	6	6
23	6d				1	1	1	ON 7	7	7
24	7a	0	1	1	0	0	0	ON 8	8	8
25	7b				0	0	1	ON 9	9	9
26	7c				0	1	0	1-	1-	Réduction
27	7d				0	1	1	2-	2-	Haut/Bas
28	8a				1	0	0	—	Recherche 1 à 99	Maintien
29	8b				1	0	1	—	Reserve	Extinction de l'affichage
30	8c				1	1	0	—	Horloge vidéotexte	Incrustation
31	8d				1	1	1	—	Vidéotexte	TV
40	3a	1	0	1	0	0	0		Avance rapide	
41	3b				0	0	1		Retour rapide	
42	3c				0	1	0		Lecture	
43	3d				0	1	1		Arrêt	
44	4a				1	0	0		Ejection cassette	
45	4b				1	0	1		Enregistrement	

Figure 19 - Instructions provenant du système de télécommande



## Accord Fin + / -

Cette fonction peut être employée pendant le mode programme ou le mode canal. La fréquence synthétisée est incrémentée ou décrémentée de 125 kHz et si le contact est fermé en permanence, le comptage ou le décomptage se fait au rythme de 4 pas de 125 kHz par seconde. La déviation maximale par rapport à la fréquence centrale est de - 4 MHz et + 3,875 MHz. Le compteur d'accord fin est stoppé à ces frontières qui sont indiquées à l'utilisateur par un clignotement des afficheurs de programme dans le cas où quatre afficheurs différents sont utilisés pour le programme et le canal.

La commande automatique de fréquence est annulée dès que l'une des clés d'accord fin est mise en service.

## Recherche d'un canal

Pendant le cycle de recherche, la commande automatique de fréquence est annulée. Si le mode programme est sélectionné juste avant la commande de recherche, le système rebascule automatiquement en mode canal. Pendant la recherche, la commande de volume passe au minimum et le système commence une scrutation des canaux au rythme de trois par seconde.

## Commandes analogiques

Volume/2/3/4 augmentation et diminution du niveau. Les niveaux de tension de sortie peuvent prendre 63 valeurs différentes et les commandes d'augmentation ou de diminution agissent au rythme de quatre pas par seconde si le contact

est fermé en permanence. Il n'y a aucun effet de silencieux si la touche volume + est enfoncée. Toutes ces fonctions peuvent être employées indifféremment en mode TV et VT.

## Vidéotexte : mode VT

Le système passe du mode TV au mode VT et vice-versa grâce à l'action sur cette clé. Lorsque le mode vidéotexte est sélectionné pour la première fois après la mise sous tension de l'appareil la page 100 est automatiquement affichée. La signification de la plupart des clés dans le clavier local et clavier de télécommande est modifiée.

## Normal

Une action sur cette clé restitue les quatre données analogiques

Clé no.	Colonne	Ligne	De l'état d'attente vers	TV	Vidéotexte
0	P17	P0 2	—	Programme/canal	Affichage normal
1		P0 3	—	Incrément canal : 10	—
2		P0 4	—	Incrément canal : 1	—
3		P0 5	—	AFC	Décodage
4	P16	P0 6	—	Reserve	Inhibition affichage
5		P0 7	ON	OFF	OFF
6		P0 2	—	Mémorisation	Page 100
7		P0 3	ON	Incrémentation . programme	—
8	P15	P0 4	—	Décrémentation I programme	—
9		P0 5	—	Accord fin +	Positionnement
10		P0 6	—	Accord fin -	Mémorisation différée
11		P0 7	—	Recherche 1 à 99	Maintien
12	P14	P0 2	—	Volume +	Volume +
13		P0 3	—	Analog 2 +	Analog 2 +
14		P0 4	—	Analog 3 +	Analog 3 +
15		P0 5	—	Analog 4 +	Analog 4 +
16	P13	P0 6	—	Vidéotext	TV
17		P0 7	—	Normal	Normal
18		P0 2	—	Volume -	Volume -
19		P0 3	—	Analog 2 -	Analog 2 -
20	P12	P0 4	—	Analog 3 -	Analog 3 -
21		P0 5	—	Analog 4 -	Analog 4 -
22		P0 6	—	Horloge vidéotexte	Incrustation
23		P0 7	—	Silencieux	Silencieux
24	P13	P0 2	ON 0	0	0
25		P0 3	ON 1	1	1
26		P0 4	ON 2	2	2
27		P0 5	ON 3	3	3
28	P12	P0 6	ON 4	4	4
29		P0 7	ON 5	5	5
30		P0 2	ON 6	6	6
31		P0 3	ON 7	7	7
32		P0 4	ON 8	8	8
33		P0 5	ON 9	9	9
34		P0 6	1-	1-	Réduction
35		P0 7	2-	2-	Haut/Bas

Figure 20



stockées dans la mémoire non volatile et pilotent alors les étages correspondant du téléviseur. Les valeurs analogiques sont ajustées de la manière suivante : 30 % pour le volume et 50 % pour les trois autres commandes.

## Horloge vidéotexte

Si le système est équipé d'un décodeur vidéotexte RTC, l'heure peut être affichée sur l'écran pendant approximativement cinq secondes, le système travaillant en mode TV.

## Silencieux

Cette clé commute simplement le système de silencieux qui, comme nous l'avons vu auparavant peut être mis hors service par les actions sur les commandes « volume + » ou « normal », un changement de canal ou un changement de programme et l'arrêt de la recherche.

## Clés numérotées de 0 à 9

Ces clés peuvent être utilisées pour la sélection d'un nouveau programme, la sélection d'un nouveau canal ou la sélection d'une nouvelle page d'un vidéotexte.

Sélection d'un nouveau programme : les programmes 0 à 9 sont sélectionnés directement en actionnant la clé correspondante. Les programmes 10 à 29 peuvent être restitués par une action préalable sur les clés 1 - et 2 -. Si une des touches est enfoncée alors que le système est en attente, la commutation à l'état de marche normale est automatique et le système restitue le programme demandé.

## Le fonctionnement en mode vidéotexte

Les commandes locales et à distance du système en mode vidéotexte sont rapidement décrites dans ce chapitre mais nous aurons l'occasion de revenir sur ces commandes en détail par la suite.

Le mode vidéotexte est validé par une pression sur la touche VT/TV, la ligne de sortie TUS passe à l'état actif

et le décodeur SAA5041 reçoit l'instruction 31 : « affichage normal » transmise par le Bus Vidéotexte : Bus I. Le décodeur vidéotexte est alors en marche. Lorsque le mode vidéotexte est sélectionné, le numéro de la page est obtenu automatiquement. Si le mode vidéotexte a été utilisé antérieurement, la dernière page reçue est affichée. Si la clé VT/TV est enfoncée alors que le système fonctionne en mode TV, l'instruction 31 complétée par b7 du SAA5041 est transmise sur le Bus vidéotexte et le décodeur de texte est mis à l'arrêt.

## Décodage

Certaines pages contiennent des informations masquées. Le texte codé peut être affiché tant que la touche codage est enfoncée.

## Positionnement

La commande de positionnement ou d'état donne à l'utilisateur une information sur l'état du système. Lorsque cette clé est enfoncée alors que l'image télévision est affichée, une ligne d'information est incluse sur l'écran pendant 5 secondes, le nombre de la page sélectionnée est remplacé pendant cinq secondes par quelques informations supplémentaires.

## Mémorisation d'une page

Cette instruction est destinée à mémoriser une page choisie dans la mémoire de page à une heure prédéterminée. Dès que la page choisie est appelée de la manière classique, la touche mémorisation d'une page peut être enfoncée.

## Mémorisation différée

Cette instruction est utilisée pour mémoriser une page prédéterminée à un instant choisi. Dès que la page voulue est sélectionnée de la manière classique, on appuie sur la clé mémorisation différée et on peut mémoriser l'heure du début de mémorisation : deux digits pour les heures et deux digits pour les minutes.

## Maintien

Plusieurs pages sont divisées en sous-pages permutées circulairement. En appuyant sur la touche maintien, la rotation automatique est inhibée et une sous-page particulière peut être affichée pendant un temps illimité. L'introduction d'un nouveau numéro de page ramène le décodeur de texte à l'état normal.

## VT/TV

Commutation bistable vidéotexte/télévision et vice-versa.

## Page 100

Menu.

## Incrustation

Les informations vidéotexte peuvent être incrustées dans l'image TV.

## Clé 0 à 9

Ces clés sont utilisées pour déterminer le numéro de page choisi.

## Haut/Bas

Une pression sur cette clé scinde l'image vidéotexte en deux parties et chaque demi-page est affichée avec une hauteur de caractère double de la hauteur normale.

## Réduction

Cette clé annule l'effet d'agrandissement de la clé haut/bas.

## Extinction de l'affichage

Bien que le système reste en mode vidéotexte, une pression sur cette touche restitue l'image télévision. Les commandes affichage normal et incrustation restituent le vidéotexte.

Cette commande permet à l'utilisateur de demander certaines pages, de contrôler leur réception, sans interrompre un programme de télévision. Si une nouvelle page est appelée, alors que l'affichage est inhibé, cette page sera affichée dans un coin de l'écran pendant cinq secondes.



## Affichage normal

Cette clé permet le retour au fonctionnement normal du décodeur de texte après une inhibition de l'affichage ou une commande d'incrustation.

## Le contrôle des commandes du magnétoscope

Le SDA 210 peut être employé pour commander un magnétoscope au format V 2000 Philips, Grundig, Radiola, Schneider. La commande de dédoublement du SDA 2008 n'est utilisée que pour le magnétoscope : Retour rapide, Avance rapide, Lecture, Enregistrement, Ejection cassette.

Le rapport cyclique de l'onde porteuse vaut 1/4, ce qui constitue un bon compromis entre la puissance transmise, due à la sinusoïde, à la fréquence fondamentale, et la composante continue traversant les diodes émettrices. La fréquence de 31,25 kHz et le rapport cyclique 1/4 permettent l'emploi d'un récepteur équipé d'un préamplificateur sélectif, le gain de la chaîne étant ajusté en fonction des conditions de réception. Avant chaque message, les bits A à F sont précédés d'une impulsion destinée au positionnement de la commande automatique de gain. La durée totale de chaque message vaut environ 7 ms et le rythme de répétition vaut approximativement 8 messages par seconde. Une information fin de transmission est envoyée dès que la clé est relâchée.

Cette commande de fin permet au récepteur de distinguer deux infor-

quence assez voisine de la fréquence porteuse. Cette horloge est générée par le microcontrôleur à partir du signal délivré par l'horloge à quartz, divisé par 100. Si le système infrarouge est présent, on voit donc l'intérêt de la fréquence de 3,000 MHz, qui après division par 100 donne 30 kHz.

Dans la seconde phase, le mot de 6 bits en code NRZ est transcodé en binaire pur. Au même moment, le microcontrôleur effectue une série de tests destinée à valider le mot transmis :

- reconnaissance des six bits en code NRZ,
- présence des 7 bits, bit de départ et 6 bits d'information,
- présence d'un temps mort avant et après l'information.

La troisième étape constitue le décodage et l'exécution du message transmis.



## La télécommande dans le système SDA 210

La fréquence porteuse est un rayonnement infrarouge dont la longueur d'onde est comprise entre 0,8 et 0,9  $\mu\text{m}$ . Grâce à cette télécommande, 62 informations peuvent être transmises. Chaque information peut être constituée d'un bit de départ qui est toujours à l'état haut et 6 bits d'information A à F. L'emploi d'un mot en code biphase (code NRZ) plutôt qu'un code binaire procure une synchronisation très facile du récepteur puisqu'un changement de niveau existe pour chacun des six bits.

Cette transition n'est pas seulement utilisée pour régénérer l'horloge du récepteur mais aussi pour décodifier l'information 1 pour un front de descente et 0 pour un front de montée. L'instruction ainsi créée par l'émetteur module une porteuse à 31,25 kHz avant d'être transmise.

mations consécutives ayant le même code et accroît ainsi la sûreté de transmission.

## Le récepteur et le décodage

Le signal électrique présent aux bornes de la photodiode, résultant de l'émission d'un signal IR, est amplifié par le préamplificateur à transistor puis par le circuit intégré TDA 4050 B. Le signal est alors transmis à l'entrée  $T_0$  du microcontrôleur SDA 2010. L'information est traitée en trois étapes.

Le microcontrôleur n'étant pas suffisamment rapide pour traiter directement le signal modulé, la première étape consiste à débarrasser le signal de l'enveloppe : rôle confié à un démodulateur numérique. Ce démodulateur reçoit le signal à traiter et un signal d'horloge à une fré-

## L'interfaçage avec les circuits périphériques

Toutes les informations, issues du microcontrôleur et destinées aux circuits PLL, affichage et mémoire transistent en série sur un bus. Chaque périphérique a sa ligne de validation propre mais les lignes d'horloge et d'information sont communes à tous les périphériques. La mémoire non volatile comporte une liaison supplémentaire indiquant au microcontrôleur son état occupé pendant la phase d'écriture. Les lignes horloge et données correspondent aux sorties  $SCP_1$  et  $SS_1$  du microcontrôleur. La longueur du mot transmis est variable et n'est fonction que du récepteur en service. Le mot est envoyé par paquets de 8 bits séparés par des temps morts correspondant aux chargements des registres de sortie du  $\mu\text{C}$  8 bits. Les informations destinées au PLL et au circuit d'affichage sont rafraîchies au rythme de 7 fois par seconde.



## Les interfaces série vers d'autres systèmes

L'interface série S<sub>0</sub> du SDA 210 peut être utilisé pour gérer des systèmes tels que décodeur de texte RTC ou magnétoscope au format V 2000. L'interface série consiste en une ligne d'information SS<sub>0</sub>, une ligne d'horloge SCP<sub>0</sub> et une ligne d'indication TUS. Le format de ces données diffère selon la destination : décodeur de texte ou magnétoscope.

### Le bus de gestion du magnétoscope

Pendant la période d'attente et en mode TV, la ligne TUS est à l'état bas, toutes les fonctions de commande à distance sont transmises d'une manière répétitive tant que la touche de l'émetteur est pressée. Les informations sont disponibles à la sortie de l'interface série au rythme de huit par seconde. L'information numéro 30 est aussi transmise par cet interface mais comme une information unique.

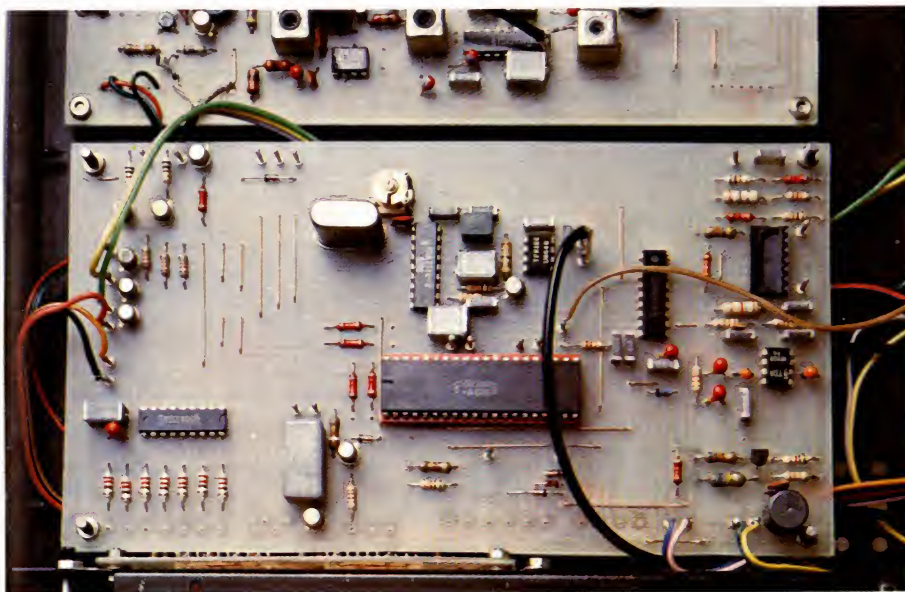
Bien que l'un des deux interfaces soit spécialement destiné au magnétoscope, deux transistors supplémentaires doivent être montés en étage tampon sur les lignes horloge et information entre le système SDA 210 et le magnétoscope.

De manière à éviter une mauvaise interprétation des données par le magnétoscope lorsque le système fonctionne en décodeur de texte, la sortie horloge du bus du magnétoscope est invalidée en mode VT grâce à l'information transmise par le ligne TUS.

### Le bus vidéotexte

Le SDA 210 a été conçu pour fonctionner directement avec un décodeur RTC sans aucun composant supplémentaire entre le système SDA 210 et le circuit SAA 5041 ; ac-

quisition de données et circuit de contrôle. Pour cela, toutes les commandes sont transmises d'une manière unique par l'interface série. Ce qui signifie que si l'une des touches reste enfoncée, une seule information apparaît en sortie du bus. La ligne TUS, à l'état haut pendant le mode vidéotexte, peut être employée comme un signal de contrôle pour commander une simple diode électroluminescente informant l'utilisateur que le système a bien basculé en mode VT..



Instructions locales et déportées	SDA 2008 lr-Instr. No	SAA 5041 Instr. No	Du bus vidéotexte						
			b6	b5	b4	b3	b2	b1	b7
Horloge vidéotexte*	30	4	0	0	0	1	0	0	0
Positionnement	4	4	0	0	0	1	0	0	1
Mémorisation différée (B)	5	5	0	0	0	1	0	1	1
Décodage	6	11	0	0	1	0	1	1	1
Page 100	0	15	0	0	1	1	1	1	1
0	16	16	0	1	0	0	0	0	1
1	17	17	0	1	0	0	0	1	1
2	18	18	0	1	0	0	1	0	1
3	19	19	0	1	0	0	1	1	1
4	20	20	0	1	0	1	0	0	1
5	21	21	0	1	0	1	0	1	1
6	22	22	0	1	0	1	1	0	1
7	23	23	0	1	0	1	1	1	1
8	24	24	0	1	1	0	0	0	1
9	25	25	0	1	1	0	0	1	1
Réduction	26	26	0	1	1	0	1	0	1
Haut/Bas (B)	27	27	0	1	1	0	1	1	1
Maintien (B)	28	28	0	1	1	1	0	0	1
Inhibition affichage	29	29	0	1	1	1	0	1	1
TV	31	29	0	1	1	1	0	1	0
Incrustation	30	30	0	1	1	1	1	0	1
Affichage normal	7	31	0	1	1	1	1	1	1
VT	31	31	0	1	1	1	1	1	1

\* en mode TV seulement  
(B) commandes bistables

Figure 21



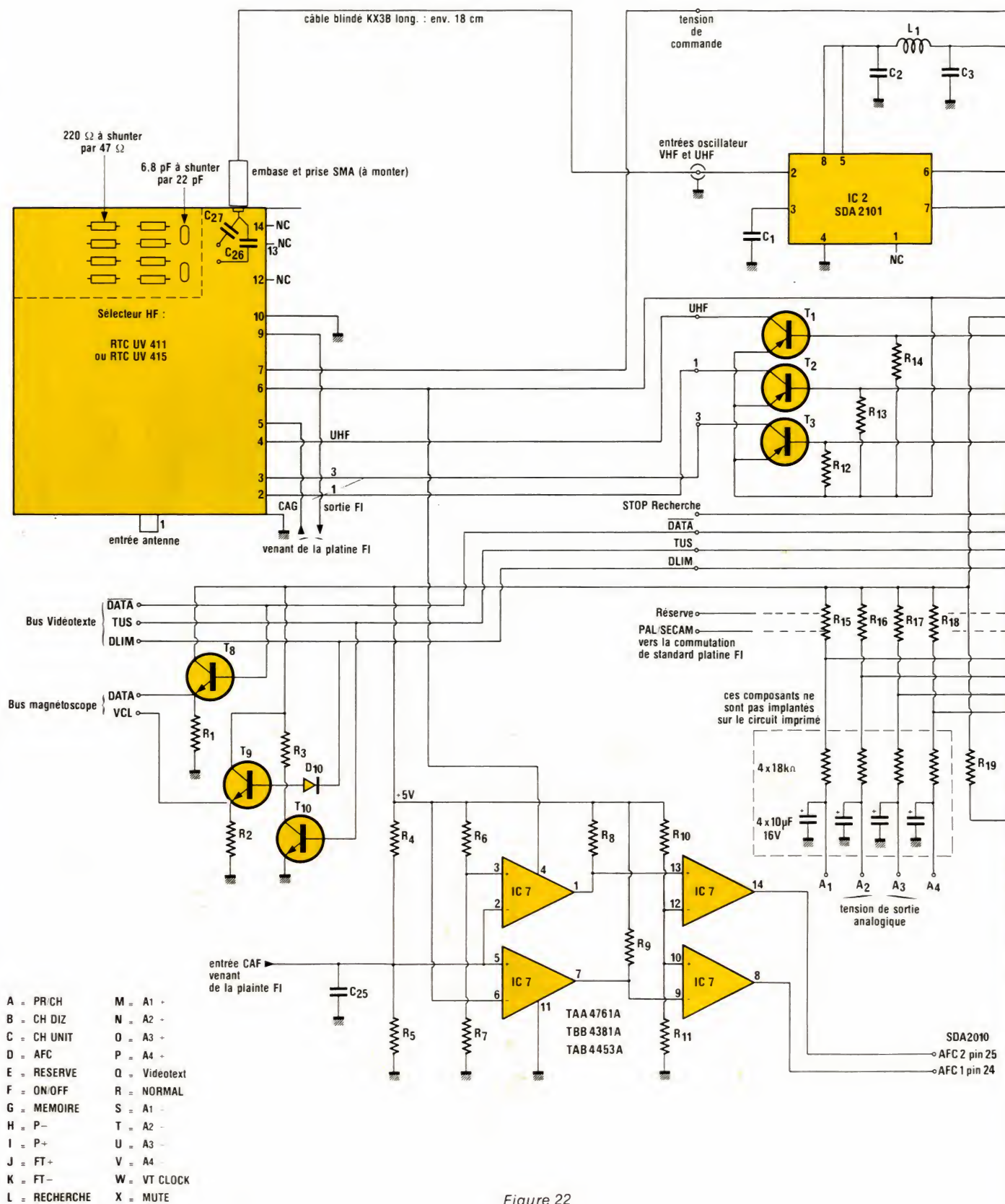
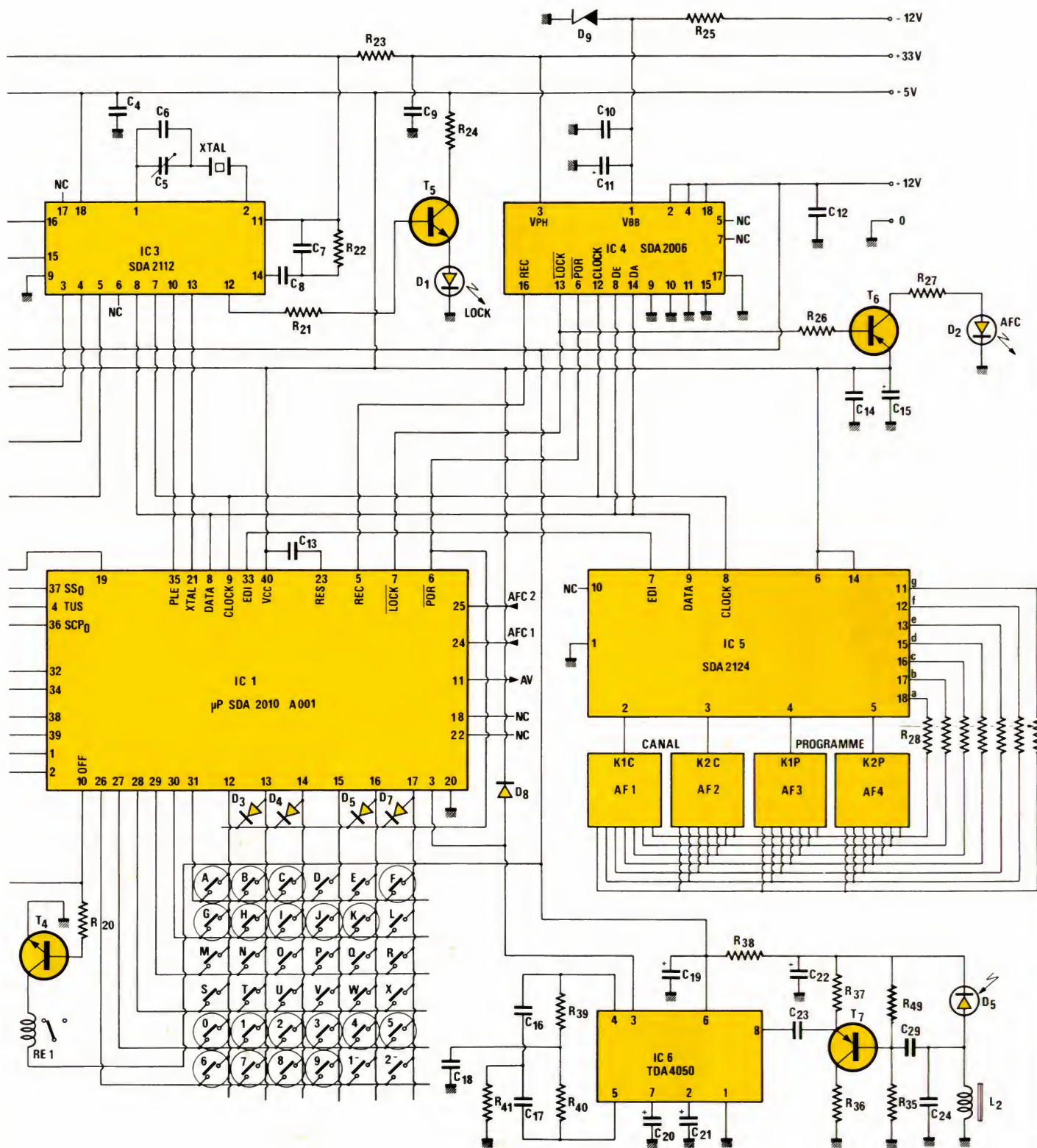
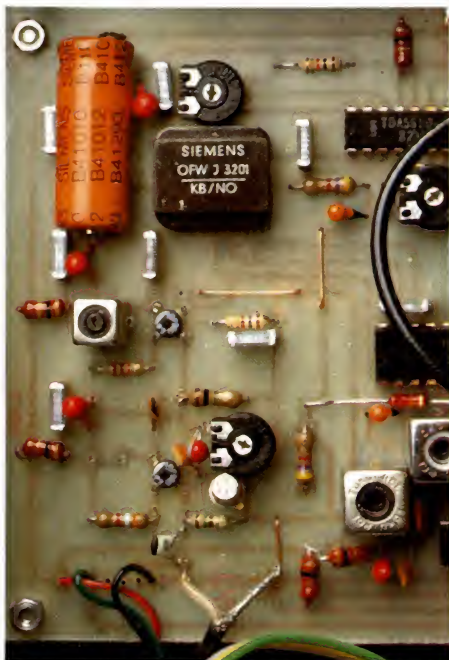


Figure 22









La platine FI avec le filtre à ondes de surface Siemens (voir étude précédente).

Du mode TV au mode VT, la ligne TUS passe de l'état bas à l'état haut et 90  $\mu$ s après le décodeur de texte reçoit l'information numéro 31 qui initialise la mise en service. Si la clé VT/TV est fermée de nouveau, la ligne TUS passe à l'état bas et l'information 29 du SAA 5041 transmise par le bus élimine l'affichage et rebascule le système en mode TV. Si la touche horloge VT est enfoncée en mode TV, l'information numéro 4 du SAA 5041 est présente sur le bus et l'heure est affichée. Le système ne répond pas à une pression de la clé horloge vidéotexte en fonctionnement VT. La figure 21 rend compte du code émis par le SDA 2008 correspondant au code reçu par le SAA 5041.

## Mémorisation des grandeurs analogiques

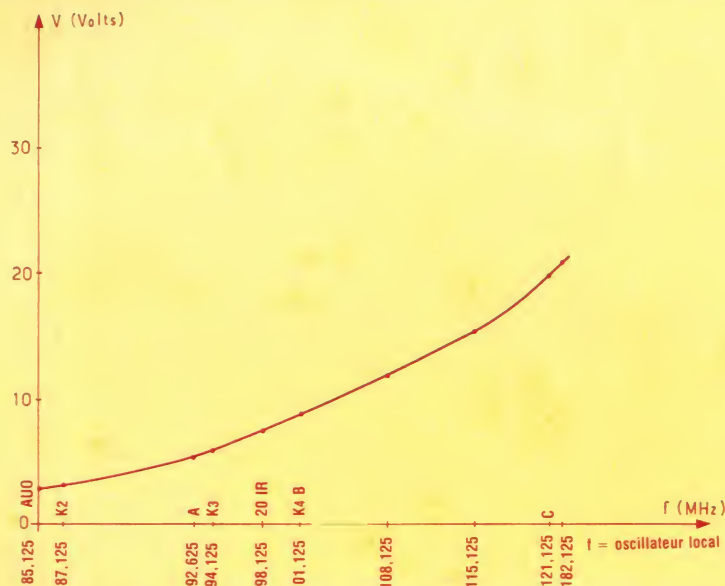
Les quatre sorties analogiques peuvent être utilisées pour contrôler 4 fonctions du téléviseur. Les sorties sont contrôlées par les convertisseurs numérique/analogique du microcontrôleur. Les 6 bits donnent 63 pas différents de 0 à 100 %. Le signal de sortie du convertisseur est

donc un signal rectangulaire de fréquence constante 2 kHz et de rapport cyclique variable. Ce signal est, avant d'être utilisé, filtré par une succession de réseaux RC ou plusieurs filtres actifs.

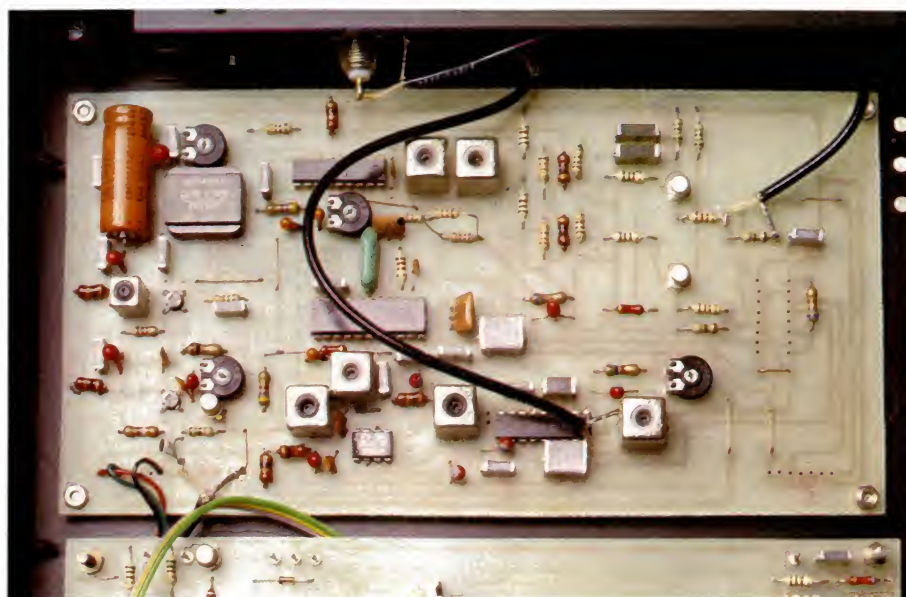
Les sorties analogiques, qui sont en fait les sorties du signal à rapport cyclique variable, ont des sorties à drain ouvert. Une résistance de charge externe sera connectée entre chaque sortie et la ligne d'alimentation positive. L'absence de la résistance de charge laisse le choix quant à l'excursion de la tension de commande.

Chaque convertisseur possède son propre registre de sortie, le rapport cyclique est donc fixé pour un temps illimité. Qu'il s'agisse d'une commande locale ou à distance, la tension de sortie peut varier au rythme de 8 pas par seconde. Huit secondes sont donc nécessaires pour parcourir l'espace 0 à 100 %. La sortie A<sub>0</sub> du SDA 2010 est appelée sortie volume car la commande de silencieux n'a d'effet que sur cette sortie.

Les trois autres sorties A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> et A<sub>3</sub> peuvent être utilisées pour n'importe quelle autre fonction.

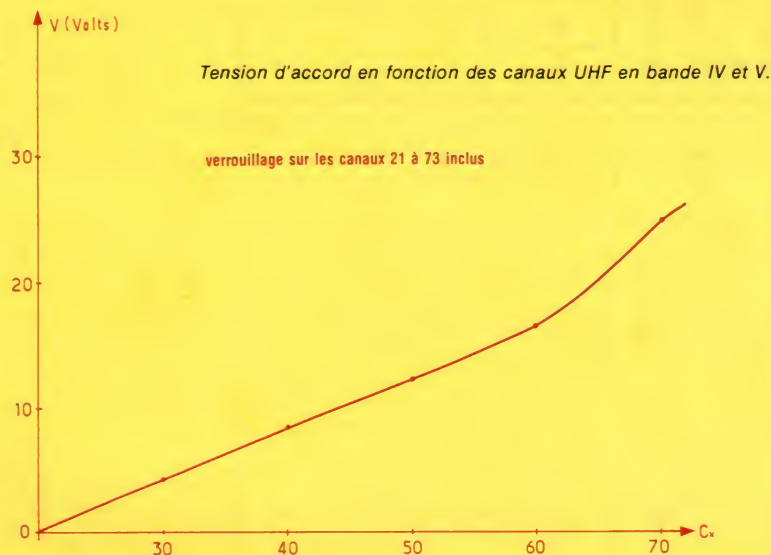
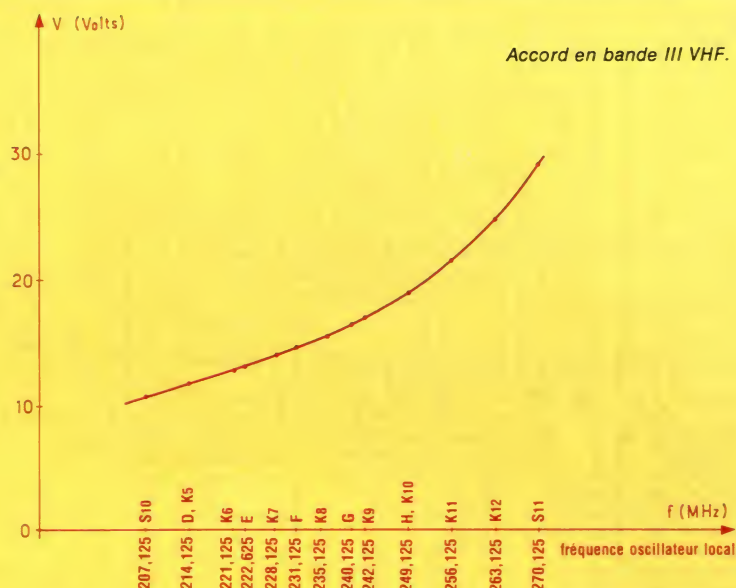


Relevé donnant la tension d'accord en fonction des canaux VHF en bande I (sur notre prototype).



Vue complète de la platine FI avec les raccordements.





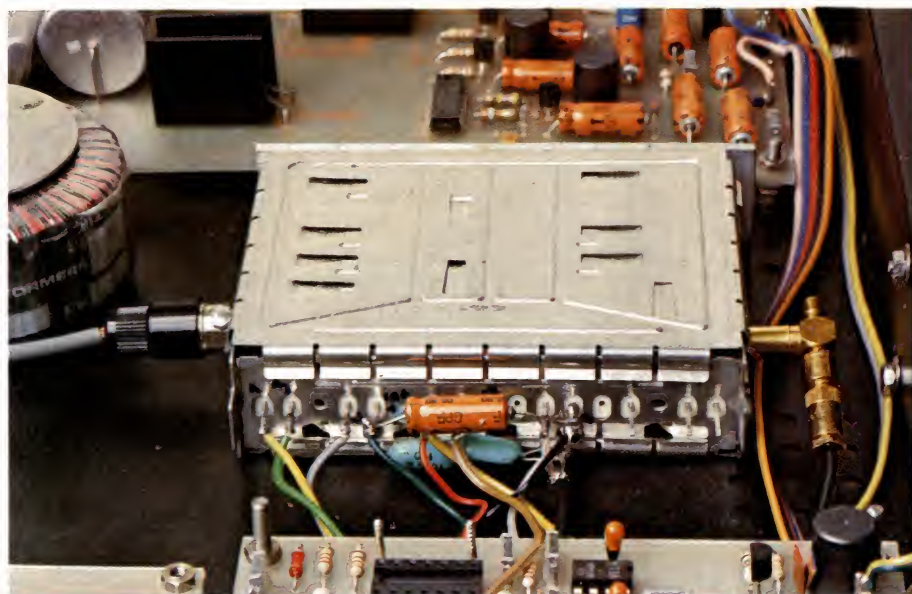
Platine alimentation reprise de notre précédente réalisation. La tension - 24 V n'est plus nécessaire.

## Réalisation pratique

La figure 22 rend compte du système que nous avons réalisé avec les circuits SDA 210. On utilise un sélecteur HF RTC UV 411 ou UV 415. Ces deux sélecteurs diffèrent par leur couverture, seul l'UV 415 couvrant les canaux S. Les sorties oscillateur VHF et UHF sont facilement repérables et l'on s'aidera des schémas parus dans Radio Plans n° 422, figure 29, pour implanter les composants nécessaires au prélèvement des signaux d'oscillateurs locaux. Réseau RC série pour l'oscillateur VHF, réseau capacitif pour l'oscillateur UHF et additionneur  $C_{25}$ ,  $C_{26}$ . Le signal résultant est alors appliqué, via un câble coaxial KX 3B d'environ 18 cm à l'entrée du prédiviseur SDA 2101 ou du U 664 B Telefunken qui équipe notre maquette. Le signal divisé est transmis au diviseur programmable SDA 2112 géré par le SDA 2010.

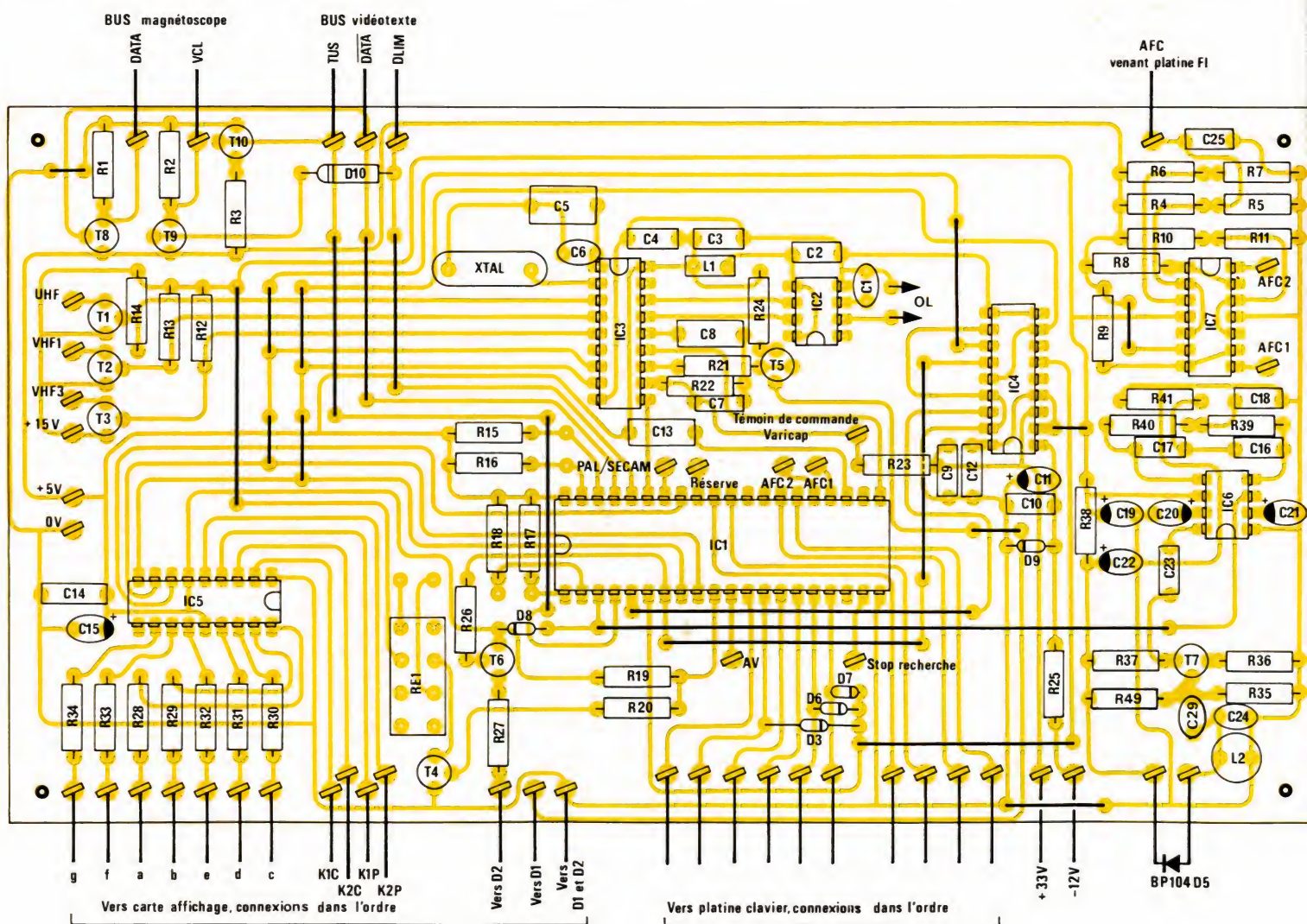
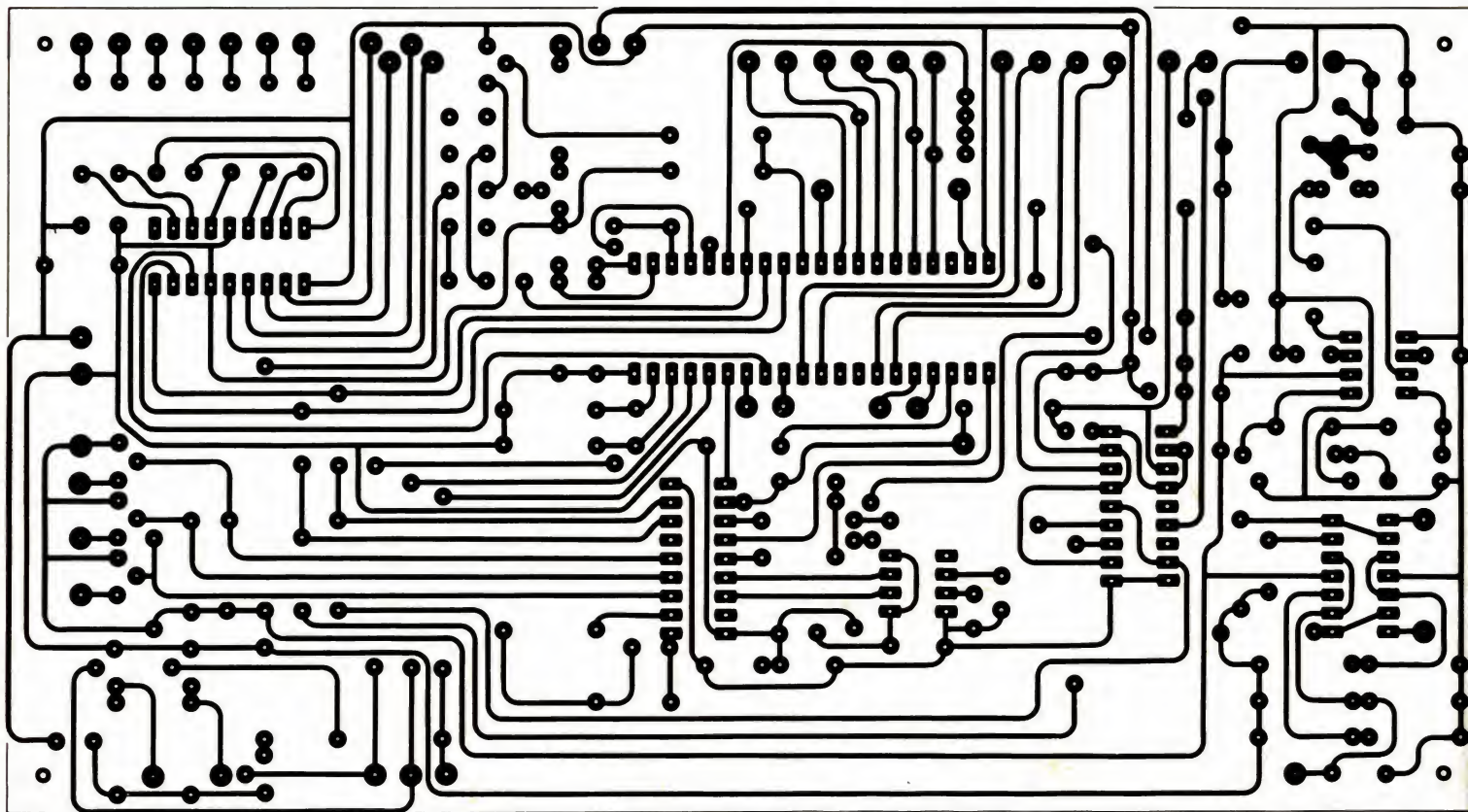
Bien que toutes les possibilités du clavier soient représentées à la figure 22, elles ne sont pas toutes utilisées. Les fonctions retenues sur la maquette sont matérialisées par un cercle entourant la clé concernée.

La mémoire utilisée étant du type SDA 2006, la diode DO4 sera ab-



Le tuner avec les raccordements spécifiques. On distingue  $C_{26}$  et  $C_{27}$  à ajouter ainsi que la prise SMA.







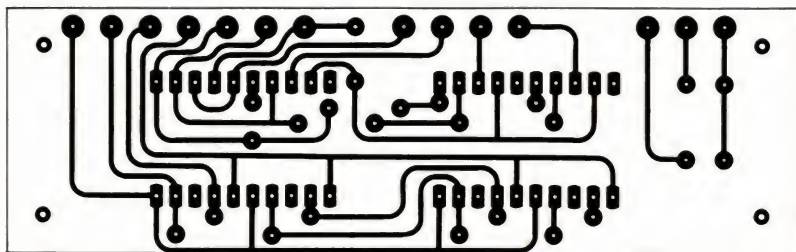


Figure 27

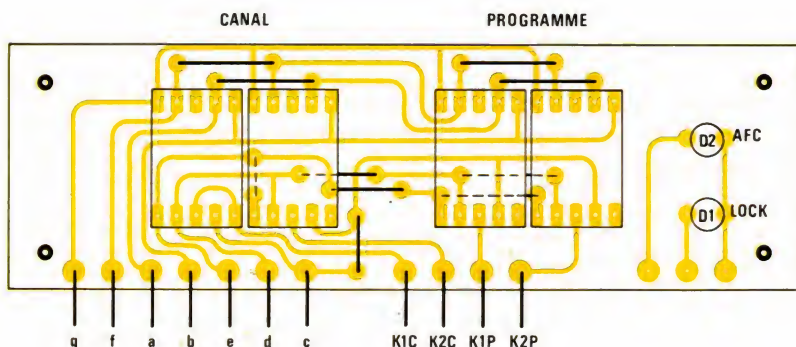


Figure 28

sente ; le circuit d'affichage SDA 2124 permettant affichage simultané du canal et du programme étant employé, la diode DO<sub>7</sub> sera connectée.

On peut alors obtenir diverses variantes avec les diodes DO<sub>3</sub> et DO<sub>6</sub> notées D<sub>3</sub> et D<sub>6</sub> sur le schéma de la figure 22.

Tous les éléments présents sur le schéma de la figure 22 ne peuvent pas être implantés sur le même circuit imprimé, le système devant prendre place dans un rack ESM une unité. C'est aussi la raison pour laquelle nous avons limité le nombre de fonctions donc le nombre de touches.

On a donc recours à trois circuits imprimés différents, un circuit principal, un circuit clavier et un circuit affichage.

Le tracé des pistes et l'implantation des composants sont représentés aux figures 23 et 24 pour le circuit principal, 25 et 26 pour le circuit clavier, 27 et 28 pour le circuit affichage. Le relais RE<sub>1</sub> sera utilisé pour la mise en marche du moniteur. Les 4 sorties analogiques, non utilisées dans cet article, commanderont la lumière, le contraste et la saturation — moniteur couleur —

Le préamplificateur infrarouge est réalisé avec un étage à transistor et un circuit intégré spécialisé TDA 4050 B. Ce circuit ayant déjà

fait l'objet d'explication dans de précédents articles, nous ne reviendrons pas sur son fonctionnement.

Les interconnexions aux platines affichage et clavier ne posent aucun problème puisque les connexions sont en vis à vis.

Comme nous vous l'avions annoncé dans les précédents numéros, la platine alimentation utilisée est la platine utilisée dans le Key-System Plessey décrite dans le numéro 422 de Radio Plans. La tension — 24 Volts n'étant pas utilisée, tous les composants nécessaires à la génération de cette tension pourront être omis.

Les deux diodes électroluminescentes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub>, verrouillage du PLL et commande automatique de fréquence sont implantés sur la platine affichage.

La diode D<sub>2</sub> est allumée pour la CAF en service et D<sub>1</sub> éteinte pour le système verrouillé.

## L'émetteur infrarouge

Le schéma de principe de l'émetteur infrarouge est représenté à la figure 29. Grâce au transistor T<sub>11</sub>, la consommation au repos est excessivement faible. Dès qu'une clé est enfoncée, le transistor T<sub>11</sub> est saturé et le circuit IC<sub>3</sub> est alimenté. Le condensateur C<sub>28</sub> joue un rôle de ré-

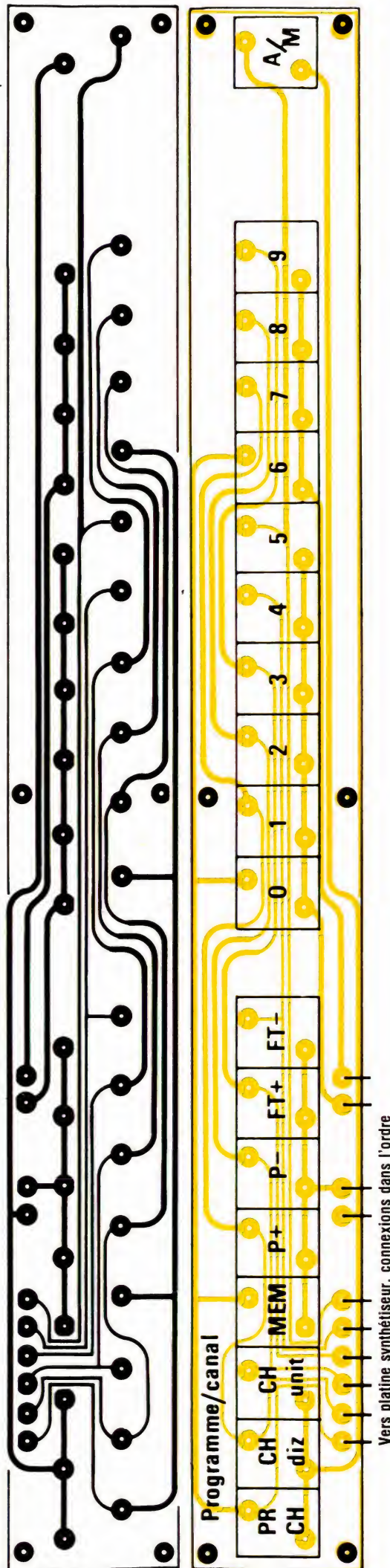


Figure 25

Figure 26

Vers platine synthétiseur, connexions dans l'ordre



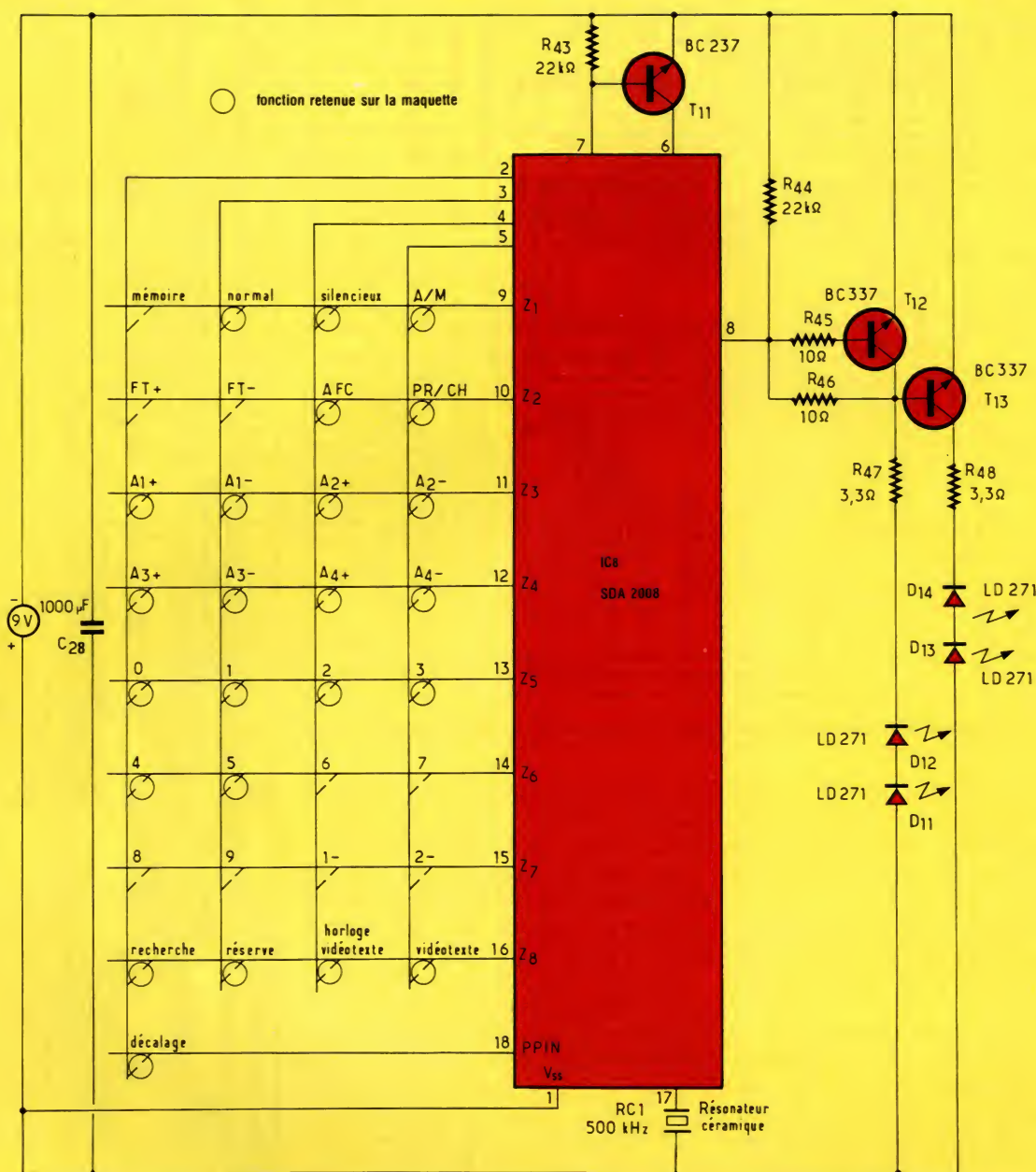


Figure 29

servir et stocke l'énergie dissipée dans les diodes D11 à D14 pendant l'émission.

liser deux circuits imprimés superposés dont un double face, aussi avons-nous pensé qu'il serait préfé-

l'implantation symbolisent les traversées double face à effectuer avec des queues de composants. Cette



RC1 sera soit un filtre céramique 455 kHz, soit un résonateur céramique 500 kHz.

Nous avons utilisé pour le prototype les mêmes touches Jeanrenaud que pour les commandes locales. Ces touches conduisent à réa-

lable de simplifier et c'est la raison pour laquelle les figures 30 et 31 donnent le tracé et l'implantation d'un seul circuit double face mis au point pour des touches SECME plus hautes, plus économiques et plus courantes. Les croix disposées sur

disposition permet d'éviter l'emploi de trous métallisés.

Le condensateur C28 dont la valeur n'est pas cruciale peut être constitué par une batterie de condensateurs de 100 µF, 10 V.

Il n'y a aucune mise au point né-



cessaire sur l'émetteur de télécommande. Le seul réglage qui est en fait un réglage fin est l'accord du générateur de fréquence de référence du PLL ajustable par le biais du condensateur ajustable  $C_s$  en série avec le quartz KVG 3,000 MHz. Les courbes données aux pages 50 et 51 montrent les résultats obtenus : tension d'accord en fonction du canal reçu pour les bandes I et III en VHF et les bandes IV et V en UHF.

On pourra se fier à ces résultats pour contrôler le bon fonctionnement du synthétiseur. Pour un même canal, la tension d'accord peut varier d'un sélecteur à l'autre et il ne sera pas étonnant de mesurer des valeurs légèrement différentes.

## Conclusion

Le système SDA 210 est extrêmement puissant. Son principe réclame de longues explications mais la mise en œuvre des circuits est aussi rapide que simple dès que le principe est compris.

On peut simplement regretter que la ROM du microcontrôleur ne contienne que les canaux des systèmes B et G, ou qu'un câblage externe n'autorise pas une programmation de la fréquence intermédiaire vision, ce qui élargirait considérablement les possibilités du système.

Regrets d'autant plus profonds  
que des circuits SDA 2010 différents

ont été programmés de manière différente et qu'ils restent la propriété du concepteur du programme. Pour palier cet inconvénient, nous vous

présenterons une carte d'adaptation, ne comportant que quelques circuits CMOS, qui s'intercalera entre le SDA 2010 et le SDA 2112.

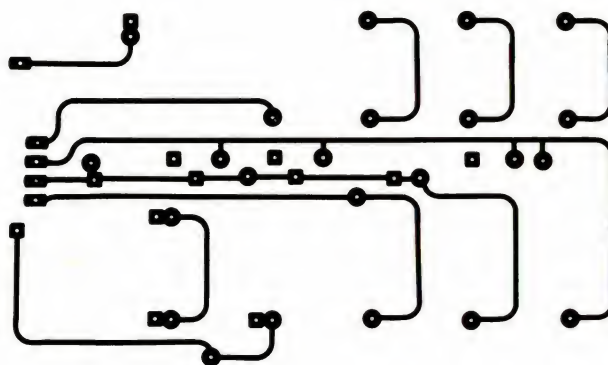


Figure 30

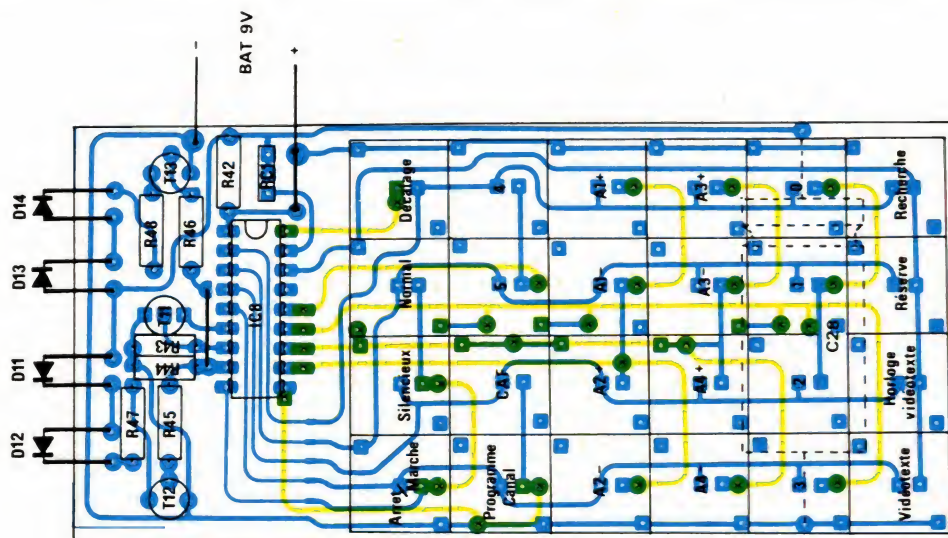
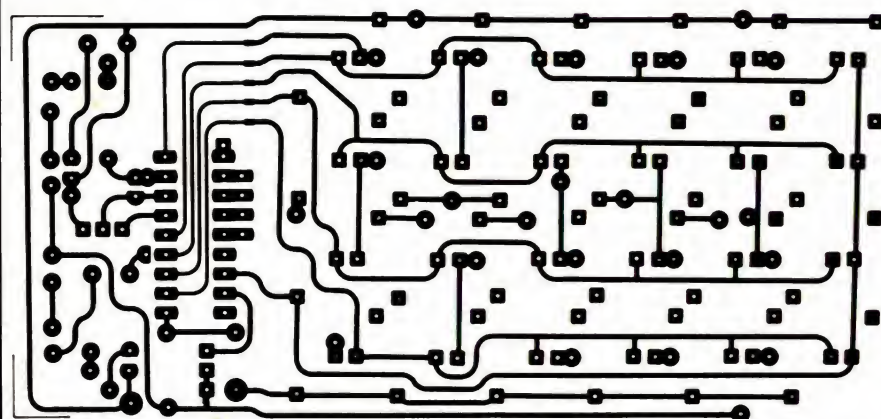
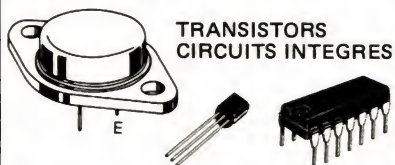


Figure 31



# SONEREL

33, rue de la Colonie  
75013 PARIS  
580.10.21



TRANSISTORS  
CIRCUITS INTEGRÉS

RESISTANCES METAL

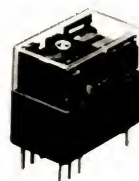


POTENTIOMETRES  
PISTE CERMET



CONDENSATEURS  
PROFESSIONNELS

RELAIS  
NATIONAL

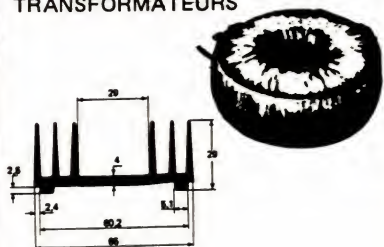


ADHESIVE  
AND  
GRAPHICS  
CHEMISTRY



MATERIEL DE DESSIN  
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES  
ACCESSOIRES DE CABLAGE  
INTERRUPTEURS  
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE  
CATALOGUE GRATUIT  
ET TARIF

Nom : .....

Adresse : .....

Code postal : .....

## Réalisation

## Nomenclature

### Résistances

R <sub>1</sub> : 1 kΩ	R <sub>26</sub> : 47 kΩ
R <sub>2</sub> : 1 kΩ	R <sub>27</sub> : 560 Ω
R <sub>3</sub> : 8,2 kΩ	R <sub>28</sub> : 150 Ω
R <sub>4</sub> : 390 Ω	R <sub>29</sub> : 150 Ω
R <sub>5</sub> : 22 kΩ	R <sub>30</sub> : 150 Ω
R <sub>6</sub> : 1 kΩ	R <sub>31</sub> : 150 Ω
R <sub>7</sub> : 8,2 kΩ	R <sub>32</sub> : 150 Ω
R <sub>8</sub> : 47 kΩ	R <sub>33</sub> : 150 Ω
R <sub>9</sub> : 47 kΩ	R <sub>34</sub> : 150 Ω
R <sub>10</sub> : 47 kΩ	R <sub>35</sub> : 33 kΩ
R <sub>11</sub> : 10 kΩ	R <sub>36</sub> : 1 kΩ
R <sub>12</sub> : 22 kΩ	R <sub>37</sub> : 6,8 kΩ
R <sub>13</sub> : 22 kΩ	R <sub>38</sub> : 2,2 kΩ
R <sub>14</sub> : 22 kΩ	R <sub>39</sub> : 3,3 kΩ
R <sub>15</sub> : 8,2 kΩ	R <sub>40</sub> : 3,3 kΩ
R <sub>16</sub> : 8,2 kΩ	R <sub>41</sub> : 1,8 kΩ
R <sub>17</sub> : 8,2 kΩ	R <sub>42</sub> : 100 Ω
R <sub>18</sub> : 8,2 kΩ	R <sub>43</sub> : 22 kΩ
R <sub>19</sub> : 4,7 kΩ	R <sub>44</sub> : 22 kΩ
R <sub>20</sub> : 10 kΩ	R <sub>45</sub> : 10 Ω
R <sub>21</sub> : 10 kΩ	R <sub>46</sub> : 10 Ω
R <sub>22</sub> : 33 kΩ	R <sub>47</sub> : 2,2 Ω
R <sub>23</sub> : 22 kΩ	R <sub>48</sub> : 2,2 Ω
R <sub>24</sub> : 22 Ω	R <sub>49</sub> : 560 kΩ
R <sub>25</sub> : 1,5 kΩ	

T <sub>3</sub> : BC 179B
T <sub>4</sub> : 2N2222
T <sub>5</sub> : 2N2222
T <sub>6</sub> : BC 179B
T <sub>7</sub> : MPSA 18
T <sub>8</sub> : 2N2222
T <sub>9</sub> : 2N2222
T <sub>10</sub> : 2N2222
T <sub>11</sub> : MPSA 18
T <sub>12</sub> : MPSA 18
T <sub>13</sub> : MPSA 18

D <sub>1</sub> : LED Ø 5 rouge
D <sub>2</sub> : LED Ø 5 rouge
D <sub>3</sub> : 1N4148
D <sub>4</sub> : 1N4148
D <sub>5</sub> : BP 104
D <sub>6</sub> : 1N4148
D <sub>7</sub> : 1N4148
D <sub>8</sub> : 1N4148
D <sub>9</sub> : Zener 0,4 W, 5,1 V
D <sub>10</sub> : 1N4148
D <sub>11</sub> : LD 271
D <sub>12</sub> : LD 271
D <sub>13</sub> : LD 271
D <sub>14</sub> : LD 271

### Condensateurs

C <sub>1</sub> : 1 nF, céramique
C <sub>2</sub> : 1 nF, MKH
C <sub>3</sub> : 1 nF, MKH
C <sub>4</sub> : 0,1 μF, MKH
C <sub>5</sub> : 0-20 pF, ajustable
C <sub>6</sub> : 82 pF, céramique
C <sub>7</sub> : 47 nF, MKH
C <sub>8</sub> : 0,33 μF, MKH
C <sub>9</sub> : 0,1 μF, MKH
C <sub>10</sub> : 0,1 μF, MKH
C <sub>11</sub> : 10 μF, 6,3 V
C <sub>12</sub> : 0,1 μF, MKH
C <sub>13</sub> : 1 μF, MKH
C <sub>14</sub> : 0,1 μF, MKH
C <sub>15</sub> : 10 μF, 16 V
C <sub>16</sub> : 1,5 nF, MKH
C <sub>17</sub> : 1,5 nF, MKH
C <sub>18</sub> : 3,3 nF, MKH
C <sub>19</sub> : 10 μF, 16 V
C <sub>20</sub> : 1 μF, 16 V
C <sub>21</sub> : 2,2 μF, 16 V
C <sub>22</sub> : 10 μF, 16 V
C <sub>23</sub> : 22 nF, MKH
C <sub>24</sub> : 180 pF, céramique
C <sub>25</sub> : 10 nF, MKH
C <sub>26</sub> : 4,7 nF, céramique
C <sub>27</sub> : 1 nF, céramique
C <sub>28</sub> : 1 000 μF, 10 V
C <sub>29</sub> : 4,7 nF, céramique

### Circuits intégrés

I <sub>1</sub> : SDA 2010 A001
IC <sub>2</sub> : SDA 2101 ou U664B
IC <sub>3</sub> : SDA 2112
IC <sub>4</sub> : SDA 2006
IC <sub>5</sub> : SDA 2124
IC <sub>6</sub> : TDA 4050
IC <sub>7</sub> : TAA 4761A
IC <sub>8</sub> : SDA 2008

### Divers

XTAL : Quartz 3,000 MHz, KVG  
RC<sub>1</sub> : Résonnateur céramique, 500 kHz ou filtre céramique TOKO 455 kHz  
RE<sub>1</sub> : Relais Omron 12 V  
L<sub>1</sub> : 100 μH, TOKO  
L<sub>2</sub> : 100 mH, TOKO  
19 touches MDP Jeanrennaud (commandes local)  
24 touches SECME (Réf. 811010100) (télécommande)  
4 afficheurs HD1133R Siemens (ou équivalents, voir fiches)  
1 rack une unité ESM ER 48/04  
Embases BNC et CINCH  
1 prise + 1 embase SMA (raccordement tuner)

### Semi-conducteurs

T <sub>1</sub> : BC 179B
T <sub>2</sub> : BC 179B



## • Nouveautés composants •

### Nouveautés SGS

#### Régulateur monolithique à découpage délivrant 160 W

Remplaçant des modules hybrides coûteux, le régulateur à découpage L296 délivre 4 A sous une tension programmable de 5,1 V à 40 V et comporte des dispositifs tels que démarrage progressif, limitation de courant programmable, inhibition à distance et sortie de reset pour microprocesseurs.

Le L296 est monté dans un boîtier plastique multiwatt 15 broches et très peu de composants externes sont nécessaires. De plus, travaillant avec un bon rendement à des fréquences de découpage allant jusqu'à 200 kHz, la dimension et le coût des composants du filtre extérieur sont réduits considérablement. Une tension de référence de précision ajustée sur le chip élimine le besoin d'un trimmer.

plement en ajoutant un thyristor extérieur, le L296 comportant la détection de tension et le circuit de commande appropriés.

Le L296 est protégé contre les inversions de polarité en entrée et contre les surcharges thermiques. Une protection contre les courts-circuits externes est apportée par le limiteur de courant programmable.

Plusieurs L296 peuvent être synchronisés facilement et la commande à distance ON/OFF est simplifiée par l'utilisation de l'entrée inhibiteur compatible TTL. Le temps de montée à la mise sous tension est programmé par une capacité extérieure.

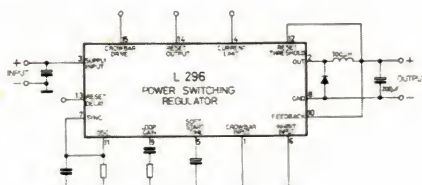


Schéma de branchement courant.

#### Circuit de protection contre les surtensions transitoires

Conçu spécialement pour les postes téléphoniques à numérotation multifréquences, le LS5018 de SGS est un circuit de protection statique contre les surcharges transitoires qui remplace tubes à gaz, diodes zéner, thyristors.

Le dispositif reste en circuit ouvert jusqu'à ce que la tension aux bornes des connexions atteigne  $\pm 18$  V. A ce moment, le LS5018 s'amorce et devient un court-circuit, supportant des crêtes allant jusqu'à 500 A et des courants pointes répétitifs de 50 A. Le LS5018 retrouve son état initial lorsque la surcharge a disparu et que le courant retombe au-dessous de 250 mA.

Comparé aux tubes de décharge à gaz, le LS5018 offre des performan-

ces supérieures : temps d'amorçage indépendant du temps de montée, résistance en conduction très basse et très peu dépendante du vieillissement.

Contrairement aux diodes zéner, le LS5018 court-circuite la surtension plutôt qu'il ne l'écrête et comparé aux thyristors, le LS5018 peut être utilisé sur des lignes téléalimentées car il revient à son état initial dès que le courant tombe au-dessous de 250 mA.

Le coût de la protection est réduit car le LS5018 ne demande aucun composant extérieur. De plus, comme le dispositif est bidirectionnel, il peut être connecté directement sur la ligne avant le pont de redressement.

Un autre avantage du LS5018 est qu'il est auto-protégé. S'il est détruit par une surcharge exceptionnellement grande, il reste en court-circuit, protégeant toujours contre d'autres surcharges et indiquant le besoin d'un remplacement.

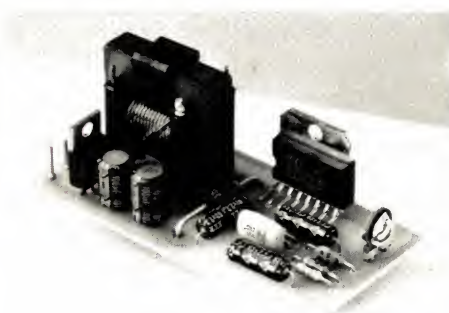
Le LS5018 est assemblé en boîtier minidip à cadre avec 4 connexions par sortie.

#### Pont de redressement monolithique à très faible chute de tension

Etudié pour les applications de postes téléphoniques à numérotation multifréquences, le LS346 est un circuit intégré de pont ayant une chute de tension très basse. A 10 mA de courant de ligne, la chute totale à travers ce pont est de 100 mV ; elle atteint 400 mV à 80 mA.

Le LS346 est encapsulé dans un boîtier minidip plastique et ne nécessite aucun composant de précision ; ceci rendant la solution particulièrement économique.

Il résulte de la technologie utilisée, que le produit fonctionne également comme limiteur à 18 volts.



Très utilisée dans les systèmes à microprocesseur, la sortie reset apporte un signal temporisé lorsque la tension atteint un seuil pré-réglé.

La temporisation et le seuil peuvent être tous deux programmés par des composants extérieurs permettant ainsi la surveillance de la tension d'entrée ou de la tension de sortie.

Une protection de surtension « crowbar » peut être réalisée sim-





**16 volumes  
15 coffrets  
de matériel**

# L'ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

## COMPRENDRE...

Dans les années à venir, l'électronique est appelée à jouer un rôle croissant dans notre vie quotidienne. Aujourd'hui une encyclopédie vous y prépare : c'est le Livre Pratique de l'Électronique EUROTECHNIQUE. Seize volumes abondamment illustrés traitant dans des chapitres clairs et précis de la théorie de l'électronique. Une œuvre considérable détaillée, accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment.

## FAIRE...

Pour saisir concrètement les phénomènes de l'électronique, cette encyclopédie est accompagnée de quinze coffrets de matériel contenant tous les composants permettant un application immédiate. Vous réaliserez plus de cent expériences passionnantes et, grâce à des directives claires et très détaillées, vous passerez progressivement des expériences aux réalisations définitives.

## SAVOIR...

Conçue par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés possédant de longues années d'expérience en électronique, cette encyclopédie fait appel à une méthode simple, originale et efficace.

**16 VOLUMES QUI DOIVENT ABSOLUMENT FIGURER DANS VOTRE BIBLIOTHEQUE ET 15 COFFRETS DE MATERIEL**

Le Livre Pratique de l'Électronique est l'association d'une somme remarquable de connaissances techniques (5000 pages, 1500 illustrations contenues dans 16 volumes reliés pleine toile) et d'un ensemble de matériel vous permettant de réaliser des appareils de mesure et un ampli-tuner stéréo.



**eurotechnique**

**FAIRE POUR SAVOIR**  
rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

**Renvoyez-nous vite ce bon**

**BON POUR UNE  
DOCUMENTATION GRATUITE**

à compléter  
et à renvoyer aujourd'hui  
à EUROTECHNIQUE  
rue Fernand-Holweck  
21100 Dijon

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur le Livre Pratique de l'Électronique.

09136

Nom \_\_\_\_\_ Prénom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

Code Postal \_\_\_\_\_ Localité \_\_\_\_\_



## IDÉE SCHÉMA N° 79

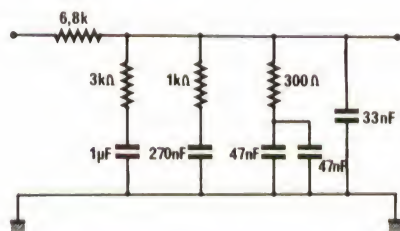
RPEL

### Générateur de bruit rose

Contrairement au bruit blanc qui présente une densité d'énergie constante pour une même largeur de bande, le bruit rose se caractérise par une densité d'énergie égale par octave. Il s'avère donc facile de générer du bruit rose à partir d'une source de bruit blanc. Il suffit de filtrer la source de bruit blanc avec un circuit qui présente une pente de  $-3$  dB/octave.

Seulement voilà, un circuit R, C (du 1<sup>er</sup> ordre) présente une décroissance au-delà de la fréquence de coupure (ou pôle de la fonction de transfert) de  $-6$  dB/octave.

Il est donc nécessaire de disposer d'un filtre à cellules R, C multiples où l'effet des pôles est partiellement compensé par celui des zéros (racines du numérateur) de la fonction de transfert.



Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 20 dB.

## IDÉE SCHÉMA N° 81

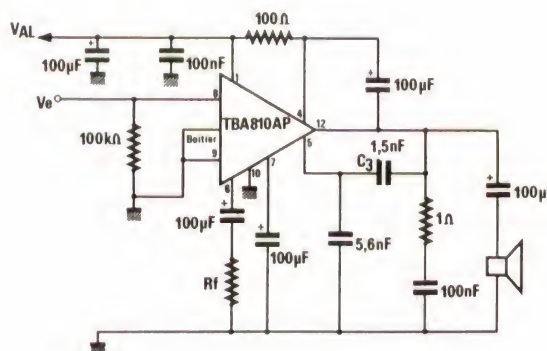
RPEL

### Amplificateur BF 4 W

Pour des puissances environ trois fois supérieures à celles obtenues avec le TBA 820M, et ce, dans la même plage de tension d'alimentation, on choisira le TBA 810P ou AP lui aussi fabriqué par THOMSON et SGS.

Ce circuit encapsulé en boîtier CB 109 ou CB 155, est protégé contre les surcharges thermiques et contre les courts-circuits en sortie (si  $V_{CC} \leq ISV$ ).

Le gain en tension est déterminé par une résistance externe ( $R_f$ ) et dépend du rapport  $R_i/R_f$ , où  $R_i$  est la résistance interne de contre-réaction. La résistance interne vaut 4 k $\Omega$ . Les condensateurs de compensation sont choisis en fonction du gain en tension et de la bande passante requise.



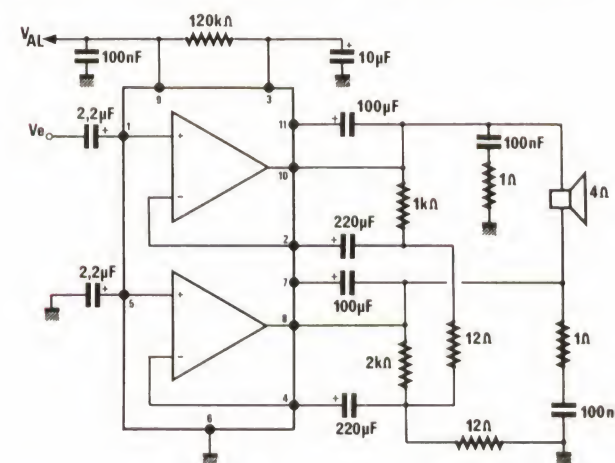
## IDÉE SCHÉMA N° 83

RPEL

### Amplificateur BF 20 W en pont

Le TDA 2005 SGS est une version améliorée du TDA 2004 destinée aux amplificateurs « bridgés ». Toutes les caractéristiques du 2004 sont conservées mais le 2005 dispose en plus d'une protection envers les courts-circuits en courant continu, nécessaire à la version pontée. Le brochage est le même que pour le TDA 2004.

Etant donné que l'excursion en tension, à partir d'une même tension d'alimentation, est presque doublée mais que le courant maximum admissible reste inchangé, la charge ne devra pas présenter pour ce circuit une impédance inférieure à 4  $\Omega$ . Ici  $G_v = 50$  dB et la bande passante s'étend de 40 Hz à 20 kHz (à  $-3$  dB).





## IDÉE SCHÉMA N° 84

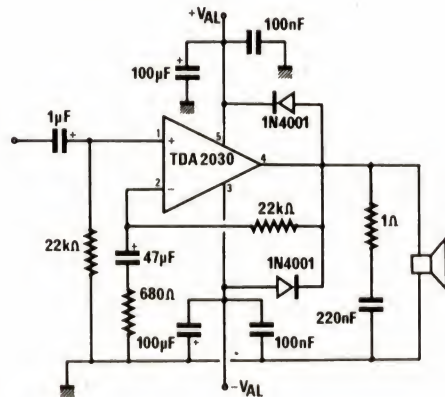
RPEL

### Amplificateur HIFI 14 W

Les deux amplificateurs précédents fonctionnent en classe B et par conséquent, lorsque la puissance maximale est atteinte, le taux de distorsion atteint environ 10 %.

Le circuit présenté sur cette fiche, grâce au TDA 2030 qui lui fonctionne en classe AB, mérite le qualificatif de HIFI car dans le pire des cas, le taux de distorsion ne dépasse guère 0,5 %.

Le TDA 2030 est un amplificateur intégré en boîtier Pentawatt dont les caractéristiques générales sont voisines de celles du TDA 2004 et 2005 mais qui s'alimente à partir d'une source  $\pm 18$  V maximum. Il est fabriqué par SGS, Siemens et Thomson.



## IDÉE SCHÉMA N° 82

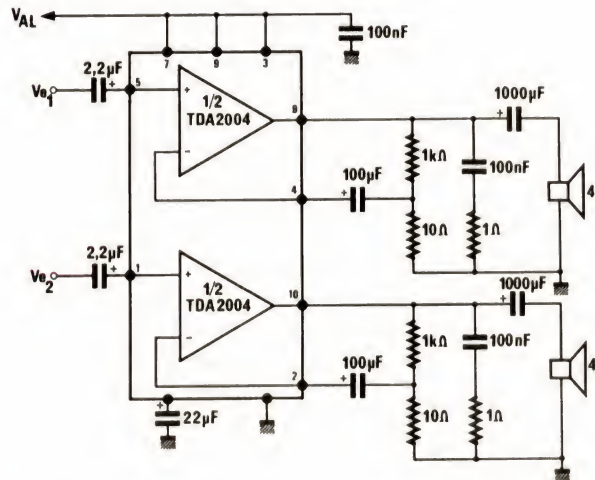
RPEL

### Amplificateur BF 2 × 10 W

Ce schéma met en œuvre le TDA 2004 SGS, qui est un double amplificateur intégré, classe B, présenté en boîtier multiwatt 11 broches.

Il peut supporter des surtensions transitoires (50 ms) de 40 V et est protégé envers les inversions de polarité, les surcharges thermiques et les court-circuits vis-à-vis de l'alternatif.

Les éléments externes choisis correspondent à l'utilisation la plus courante sur batterie pour attaquer des HP de 2 ou 4 Ω. Le boîtier peut dissiper jusqu'à 30 W à 60°C (T boîtier) et la résistance thermique du radiateur pour le circuit présenté devra être de 4°C/W (Tamb = 25°C).



## IDÉE SCHÉMA N° 80

RPEL

### Amplificateur BF 2 W

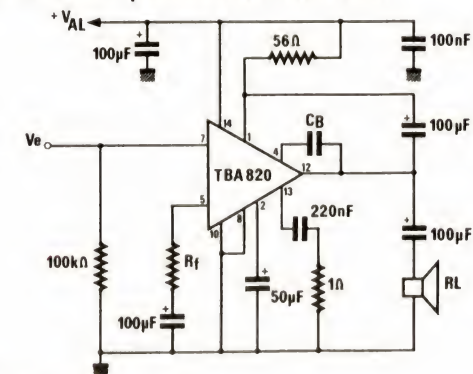
Ce circuit met en œuvre le TBA 820M, petit amplificateur en circuit intégré dual in-line, fabriqué par SGS-ATES et THOMSON qui permet d'utiliser des sources tension de 3 à 16 V avec un faible courant de repos (4 mA typique).

Son rendement élevé le destine tout particulièrement aux utilisations sur piles ou batteries.

Sans radiateur, d'ailleurs impossible à monter, on peut atteindre une puissance de 1,5 W dans le cas d'une charge de 8 Ω et d'une alimentation 12 V.

Le courant de crête admissible maximum vaut 1,5 A et la température de jonction maximum est de + 150°C.

Le gain en tension est fonction de la valeur de Rf, et le condensateur de compensation se choisit en fonction du gain et de la bande passante désirée.





### FICHE COMPOSANT

RPEL

#### DECODEUR BCD-7 SEGMENTS

CA3161E

Le CA3161E est un circuit intégré monolithique fabriqué par RCA. Ce décodeur BCD-7 segments permet de piloter un digit avec un minimum de composants externes, les résistances de limitation du courant de chaque segment sont intégrées au boîtier.

La sortie de chaque segment s'effectue sur un transistor NPN à collecteur ouvert, ce décodeur est particulièrement adapté à la commande d'afficheurs à anodes communes. Le système n'intègre pas de verrous, c'est la logique de commande qui doit assurer cette tâche. On remarquera que contrairement à d'autres décodeurs (le 4511 par ex.), les chiffres 6 et 9 sont décodés entièrement. Les entrées sont compatibles avec des niveaux TTL.

#### Caractéristiques maximum

Tension d'alimentation	5 V	
Courant consommé avec toutes les entrées hautes	3,5 mA à	8 mA max.
Tension d'entrée (Pin 1, 2, 6, 7)	+ 5,5 V	
Tension de sortie		
sortie inactive	+ 7 V	
sortie active	+ 10 V	
Dissipation de puissance à tamb. sup. à + 55°C	1 W	
Température de fonctionnement	0°C → 75°C	

#### Caractéristiques électriques

Courant de sortie à l'état bas ( $V_O = 2$ V)	25 mA typ
Tension d'entrée minimum pour un niveau logique 1	2 V
Tension d'entrée maximum assurant un niveau logique bas	0,8 V max.
Courant d'entrée	
haut	- 30 $\mu$ A
bas	- 40 $\mu$ A

#### Affichage

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9  
- E H L P  
10 11 12 13 14 15

### FICHE COMPOSANT

RPEL

#### DECODEUR BCD-7 SEGMENTS

74C48

Le 74C48 est un décodeur BCD-7 segments en technologie monolithique complémentaire MOS (CMOS) canal N et P, la sortie s'effectue sur un transistor NPN. Les données sont appliquées sur quatre entrées A, B, C, D. Une entrée blanking (BI) portée à l'état haut permet d'obtenir l'affichage de 0 à 15 (voir l'affichage donné par le digit pour les informations binaires supérieures à 9). L'entrée ripple-blanking RBI doit être à l'état haut si l'on veut supprimer l'affichage de zéros non significatifs par exemple. Lorsqu'un niveau bas est appliqué directement à l'entrée (BI), toutes les sorties segments sont à l'état bas quel que soit l'état des entrées. Une entrée test de digit (LT) active à l'état bas permet d'allumer tous les segments sans tenir compte de l'état des entrées. Si l'entrée (RBI) est basse ainsi que les entrées A, B, C, D (chiffre 0) et l'entrée (LT) à l'état haut, tous les segments sont éteints.

Le 74C48 peut piloter des afficheurs à cathodes communes en ajoutant une résistance de limitation externe par segment, ou piloter des afficheurs à anodes communes en activant chaque segment par un transistor NPN (avec résistance de limitation par segment).

#### Caractéristiques maximum

Tension d'alimentation	VDD	3 à 15 V
Tension d'entrée	VIN	- 0,3 à VDD + 0,3 V
Courant de sortie VDD 10 V (NPN bipolaire)	IO	- 50 mA
Dissipation du boîtier	PD	500 mW
Température de fonctionnement	TA	- 40°C à 85°C

#### Affichage

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9  
C 3 U C E  
10 11 12 13 14 15

## RADIO PLANS

électronique loisirs

### CARTE DE COMMANDE « CIRCUITS IMPRIMÉS »

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL		+	
EL		+	
EL		+	
EL		+	
EL		+	
EL		+	
EL			
Prix total TTC ↑			
Ajouter sur cette ligne les frais de port (8 F pour la France métropolitaine; 12 F pour DOM-TOM et étranger) ↑			
Total à payer ↑			



Veuillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante:

Nom: .....

Prénom: .....

Rue .....

N°: .....

Complément d'adresse: .....

Code postal: 

--	--	--	--	--

Ville: .....

Je joins à cette commande un règlement par:

- ☐ Chèque bancaire
- ☐ C.C.P.
- ☐ Mandat

### FICHE COMPOSANT

RPEL

#### DECODEUR BCD-7 SEGMENTS

74C48

#### Brochage



#### Table de fonction

Fonction	Entrées							Sorties						
	LT	RBI	D	C	B	A	BI/RBO	a	b	c	d	e	f	g
0	H	H	B	B	B	B	H	H	H	H	H	H	H	B
1	H	X	B	B	B	H	H	B	H	H	B	B	B	B
2	H	X	B	B	H	B	H	H	H	B	H	B	B	H
3	H	X	B	B	H	H	H	H	H	H	B	B	B	H
4	H	X	B	H	B	B	H	B	H	B	B	B	H	H
5	H	X	B	H	B	H	H	H	B	H	H	B	H	H
6	H	X	B	H	H	B	H	B	B	H	H	H	H	H
7	H	X	B	H	H	H	H	H	H	H	B	B	B	B
8	H	X	H	B	B	B	H	H	H	H	H	H	H	H
9	H	X	H	B	B	B	H	H	H	H	B	B	H	H
10	H	X	H	B	B	H	H	B	B	B	H	B	B	H
11	H	X	H	B	H	H	H	B	B	H	H	B	B	H
12	H	X	H	H	B	B	H	B	H	B	B	B	H	H
13	H	X	H	H	B	H	H	H	B	B	H	B	H	H
14	H	X	H	H	H	B	H	B	B	B	H	H	H	H
15	H	X	H	H	H	H	H	B	B	B	B	B	B	B
BI	X	X	X	X	X	X	L	B	B	B	B	B	B	B
RBI	H	B	B	B	B	B	L	B	B	B	B	B	B	B
LT	B	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H

### FICHE COMPOSANT

RPEL

#### DECODEUR BCD-7 SEGMENTS

CA3161E

#### Brochage



#### Table de fonction

Informations Binaires	Entrées					Sorties						
	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g	
0	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	
1	B	B	B	H	B	B	B	H	H	H	H	
2	B	B	H	B	H	B	H	B	B	H	H	
3	B	B	H	H	B	B	B	B	H	H	E	
4	B	H	B	B	H	B	B	H	H	B	B	
5	B	H	B	H	B	H	B	B	H	B	B	
6	B	H	H	B	B	H	B	B	B	B	B	
7	B	H	H	H	B	B	B	H	H	H	H	
8	H	B	B	B	B	B	B	B	B	B	E	
9	H	B	B	H	B	B	B	B	H	B	E	
10	H	B	H	B	H	H	H	H	H	H	E	
11	H	B	H	H	B	H	H	B	B	B	E	
12	H	H	B	B	H	B	B	H	B	B	E	
13	H	H	B	H	H	H	H	B	B	B	H	
14	H	H	H	B	B	B	H	H	B	B	E	
15	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	



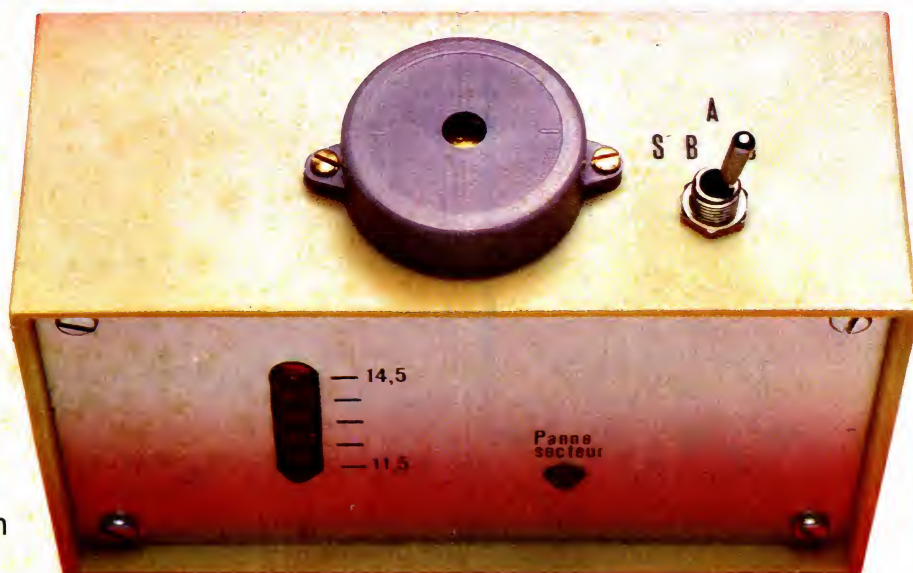
## Sécurité batterie, secteur pour caravanes et camping cars

Temps   
Difficulté   
Dépense 

Les grandes vacances approchent à grands pas. Déjà on s'affaire autour de sa caravane ou de son camping car. Il est temps en effet de vérifier que tout est près pour le périple préparé pendant ce long hiver.

Quand on part pour plusieurs jours « loin de toute civilisation », il convient de s'assurer que tout fonctionne correctement. Le montage que nous vous proposons contribuera sans doute à vous éviter bien des ennuis en vous prévenant dès qu'une avarie surviendra à votre batterie ou à votre installation secteur qui alimente le réfrigérateur sans lequel le beurre ne serait qu'un liquide jaunâtre et la boisson une infâme tisane.

Nous avons donc conçu cet appareil pour être prévenu dès la moindre baisse anormale de la tension batterie ou encore en cas de panne secteur. Compte tenu de la logique utilisée, ce montage permet simultanément de connaître à tout moment la tension de la batterie à environ 0,5 volt près.



### Schéma de principe

Ce schéma est donné à la figure 1. On y distingue 3 circuits intégrés réalisant les fonctions suivantes : IC<sub>1</sub> est le voltmètre donnant la tension batterie, IC<sub>2</sub> est le générateur sonore avertissant qu'une anomalie a lieu soit sur le 12 V soit sur le 220 V et IC<sub>3</sub> est le détecteur de panne secteur.

Le circuit intégré IC<sub>1</sub> est un TL489 contenant 5 comparateurs permettant de visualiser le signal d'entrée. Pour permettre l'allumage de diodes LED, la sortie des 5 comparateurs alimente un transistor dont le collecteur est en circuit ouvert (voir la figure 2). Cette même figure donne

l'état des 5 sorties en fonction du niveau d'entrée. Ce circuit peut être alimenté jusqu'à une tension de 18 volts, chaque collecteur de transistor pouvant délivrer 40 mA. Pour notre application, la tension de la batterie a été stabilisée par D<sub>2</sub> et T<sub>1</sub> à 9,4 volts. La résistance R<sub>3</sub> limite le courant de Zener de D<sub>2</sub> à une valeur raisonnable permettant de ne pas travailler dans le coude de la caractéristique de D<sub>2</sub> même lorsque la tension batterie baisse de façon notable. C'est cette tension de 9,4 volts qui alimente IC<sub>1</sub> et IC<sub>2</sub> le courant dans les diodes LED est limité par les résistances R<sub>4</sub> à R<sub>8</sub> à environ 7 ou 8 mA.

La mesure des variations de la tension batterie est confiée à l'association D<sub>1</sub>, R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>. Une batterie bien chargée peut donner à ses bornes environ 14 volts voire 14,4 volts en charge alors qu'en cas de décharge bien avancée, cette tension peut passer légèrement en dessous de 12 volts. En tablant sur une plage de variation de 11 à 14 volts, cela nous fait une variation de tension de 3 volts. La diode Zener D<sub>1</sub> est un modèle 11 volts. On trouve donc aux bornes de R<sub>1</sub> R<sub>2</sub> un maximum de 3 volts. Compte tenu du diviseur par 3 constitué par R<sub>1</sub> R<sub>2</sub> on obtient donc une tension continue variant entre 0 et un peu plus de 1 volt en fonction



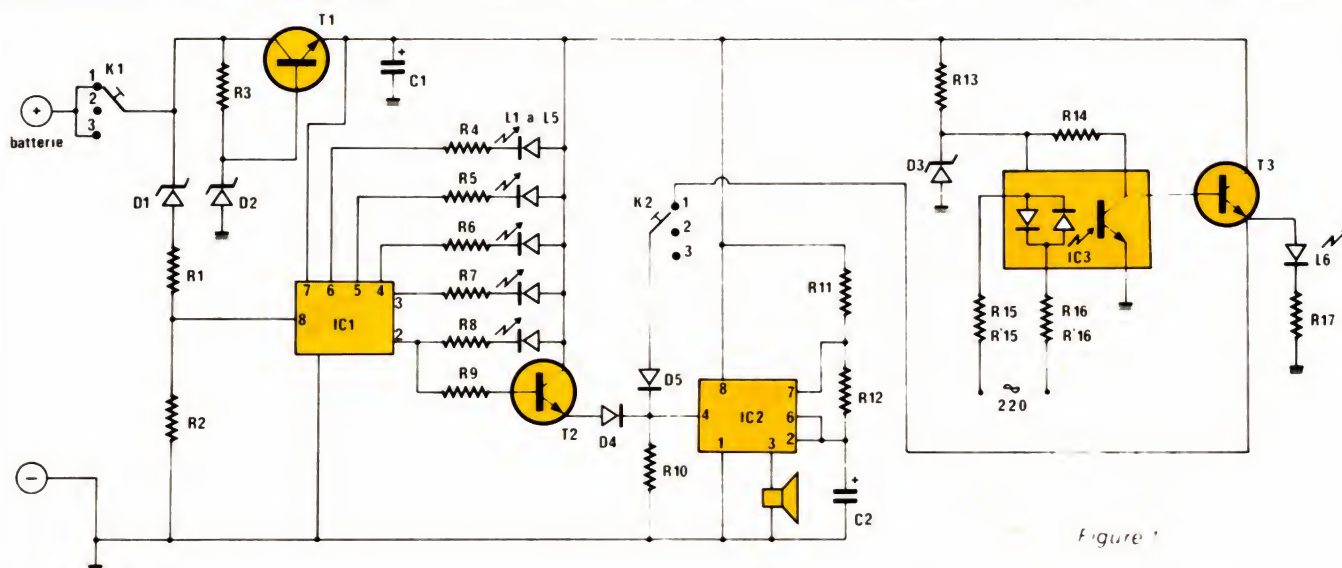
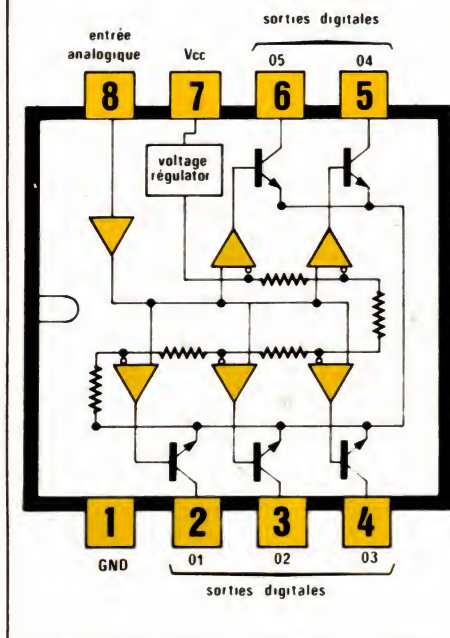


Figure 1



Entrées A (nominal)	Sorties				
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5
< 200 mV	H	H	H	H	H
de 200 à 400 mV	L	H	H	H	H
de 400 à 600 mV	L	L	H	H	H
de 600 à 800 mV	L	L	L	H	H
de 800 à 1 000 mV	L	L	L	L	H
> 1 000 mV	L	L	L	L	L

Figure 2 - Schéma interne du TL489 et table de vérité.

teur de T3 qui alimente simultanément la diode LED L6 témoin de panne secteur.

Pour détecter la présence ou l'absence de tension secteur, tout en restant isolé de celui-ci, on a fait appel à un circuit intégré fabriqué par General Instrument, le MID400. Il s'agit d'un optocoupleur dont le schéma interne est visible sur la figure 3. L'entrée est constituée de 2 LED montées tête bêche (une pour chaque alternance secteur) et la sortie est constituée par une photodiode associée à un amplificateur suivi d'un transistor dont le collecteur est en circuit ouvert. L'amplificateur intégré dans le MID400 fonctionne en 5 volts continus, tension compatible avec la logique TTL, mais un peu faible pour notre application. Ce petit inconvénient a nécessité l'adjonction de D3 et R3 qui amènent les 9,6 V à 4,7 volts. La résistance R14 sert de charge au transistor de sortie du MID400. Pour amener la tension secteur à une valeur compatible avec le fonctionnement des 2 LED d'entrée, il est nécessaire de faire chuter celle-ci dans une (ou des) ré-

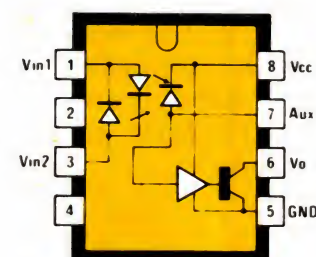


Figure 3

sistances. C'est le rôle des 4 résistances R15 R'15 R16 R'16.

La valeur du courant à l'entrée alternative ne devant pas dépasser 25 mA nous l'avons fixée à environ 7 mA ce qui nous laisse une marge confortable. Le calcul de R totale est simple :

$$R_{\text{totale}} = \frac{V_{\text{secteur}} - V_{\text{seuil diode}}}{I} = \frac{220 - 2}{7 \cdot 10^{-3}} = 31 \text{ k}\Omega$$

de l'état de charge de la batterie.

Si la tension batterie passe en dessous de 11,6 à 11,8 volts, la sortie Q1 de IC1 (patte 2) passe au niveau 1 (les 5 LED sont alors éteintes) par contre Q2 qui est normalement bloqué se sature et applique à son tour un niveau 1 sur l'anode de D4. Cette diode, associée à D5 et R10, réalise une porte OU à 2 entrées dont la sortie commande l'entrée d'inhibition de IC2 qui n'est autre qu'un 555 câblé en astable, de période  $T = 0,693 (R_{11} + 2R_{12})$ , soit environ 10 secondes avec les valeurs que nous avons choisies. La sortie du 555 alimente un buzzer qui ne fonctionne que lorsque cette sortie est à l'état haut.

La diode D5, deuxième entrée de la porte OU déjà citée, reçoit pour sa part le signal disponible sur l'émet-



résistance que nous avons réalisée à l'aide de 4 résistances de 8,2 k $\Omega$  1/2 watt.

Le transistor T<sub>3</sub> joue le rôle de tampon entre IC<sub>3</sub> et le circuit de visualisation constitué par L<sub>6</sub>, R<sub>7</sub>.

En cas de panne secteur T<sub>3</sub> est passant, L<sub>6</sub> est allumée et un niveau 1 est appliquée à l'anode de D<sub>5</sub>.

L'inverseur double K<sub>1</sub> K<sub>2</sub> est un modèle miniature à 3 positions. Sur la position 1, le voltmètre batterie et le test secteur sont en service.

En position 2, la totalité du montage est hors service (position arrêt).

En position 3, seul le voltmètre batterie est en service avec bien sûr le circuit IC<sub>2</sub> qui avertit en cas de baisse anormale de la tension aux bornes de celle-ci.

## Réalisation pratique

Les schémas du circuit imprimé et l'implantation des composants sont donnés aux figures 4 et 5.

Il faudra veiller, lors de l'insertion des composants, à respecter l'orientation des diodes Zener des LED, des circuits intégrés et des transistors sans oublier celle des 2 condensateurs chimiques.

Ne pas oublier non plus le strap qui passe sous R<sub>14</sub>. La liaison avec les dominos sera effectuée en fil de cuivre rigide de 1,5 mm<sup>2</sup> ce qui permettra d'obtenir un serrage efficace.

Si le montage est destiné à être inséré dans un boîtier MMP comme l'auteur l'a fait, il conviendra de rogner au préalable les 4 angles du circuit imprimé pour faciliter son logement.

Pour amener les diodes LED au niveau du couvercle du boîtier, on pourra utiliser des vis et des écrous formant entretoise.

Le couvercle du boîtier sera alors percé pour laisser apparaître le sommet des 6 diodes LED. Attention

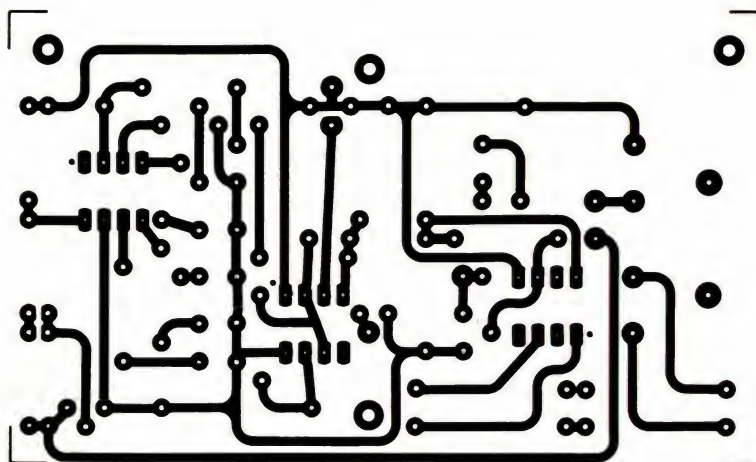


Figure 4

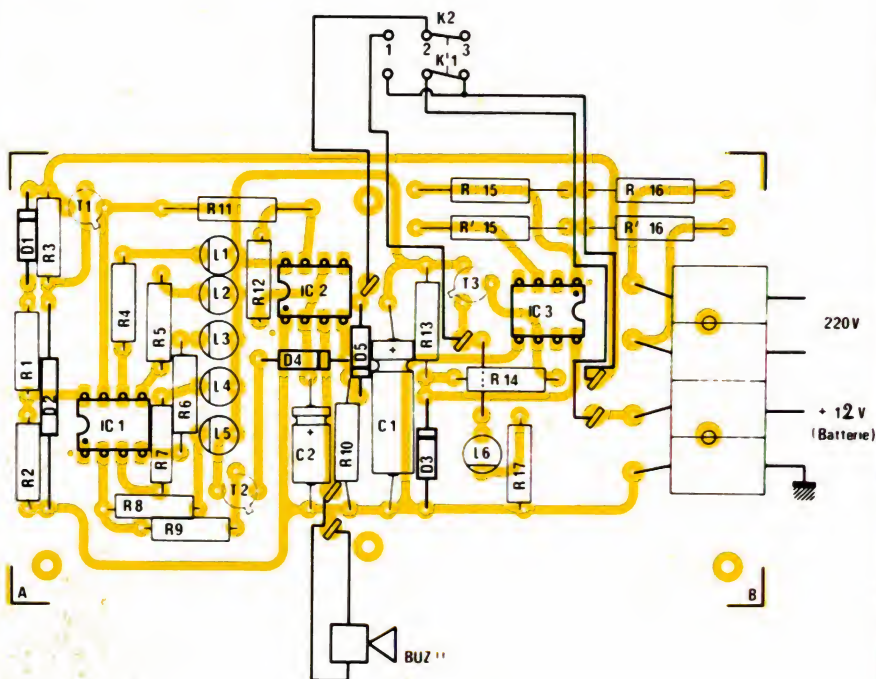


Figure 5

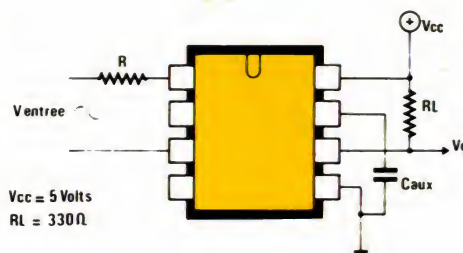
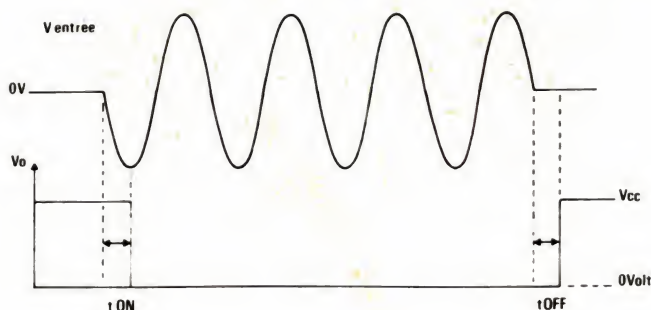
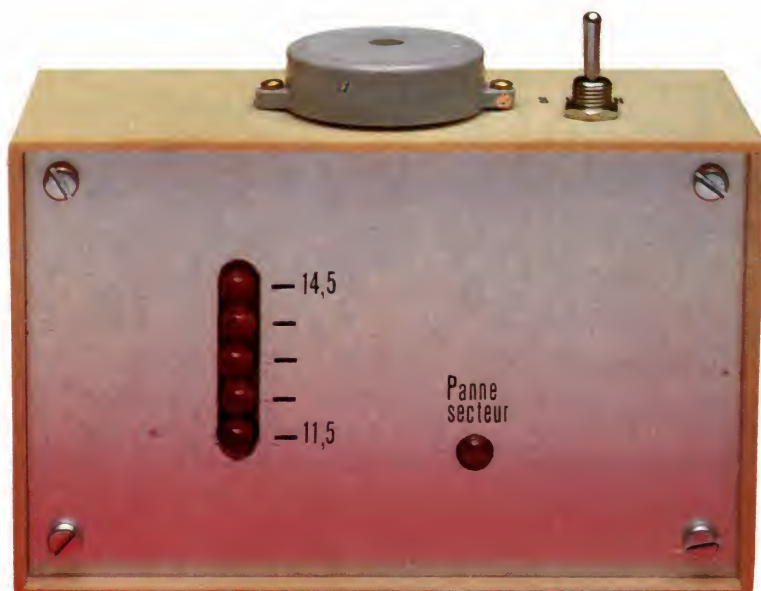


Figure 6





à l'alignement, de lui dépend l'esthétique du montage.

Le côté du boîtier face aux dominos sera percé pour permettre la liaison avec les fils batterie et secteur.

Le dessus du coffret supporte pour sa part l'inverseur double  $K_1$   $K_2$  et le buzzer.

Le coffret pourra être agrémenté de lettres de transfert indiquant les fonctions de l'inverseur, le rôle de chaque entrée sur domino et la ten-

sion correspondant à chacune des LED 1 à 5.

## Conclusion

Nous espérons que ce montage simple vous évitera de nombreux désagréments pendant vos prochaines vacances et que vous profiterez de celles-ci encore mieux que les années passées.



## Nomenclature

### Résistances

$R_1$  : 390  $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_2$  : 180  $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_3$  : 220  $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_4, R_5, R_6, R_7, R_8$  : 1 k $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_9$  : 15 k $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_{10}, R_{14}$  : 4,7 k $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_{11}, R_{12}$  : 1 M $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_{13}$  : 470  $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_{17}$  : 330  $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_{15}, R'_{15}, R_{16}, R'_{16}$  : 8,2 k $\Omega$ , 1/2 W

### Condensateurs

$C_1$  : 100  $\mu$ F, 16 V  
 $C_2$  : 4,7  $\mu$ F, 25 V tantale

### Diodes

$D_1$  : Zener 11 V, 400 mW  
 $D_2$  : Zener 10 V, 400 mW  
 $D_3$  : Zener 4,7 V, 400 mW  
 $D_4, D_5$  : diode 1N4148  
 ou équivalent

### Transistors

$T_1$  : 2N1711  
 $T_2$  : 2N2222  
 $T_3$  : 2N2222

### Circuits imprimés

$IC_1$  : TL489CP Texas Inst.  
 $IC_2$  : NE555  
 $IC_3$  : MID400 G.I.

### Divers

$L_1$  à  $L_5$  : diodes LED rondes  
 $\varnothing$  5 mm  
 1 inverseur double (2 circuits)  
 3 positions  
 4 dominos  $\varnothing$  4 mm<sup>2</sup>  
 1 coffret MMP  
 1 buzzer SONITRON SM2B





# Chez vous et à votre rythme

## UNE SOLIDE FORMATION EN ELECTRONIQUE

### Un abondant matériel de travaux pratiques

Les cours Eurelec n'apportent pas seulement des connaissances théoriques. Ils donnent aussi les moyens de devenir soi-même un praticien. Grâce au matériel fourni avec chaque groupe de cours, vous passerez progressivement des toutes premières expérimentations à la réalisation de matériel électronique tel que :

voltmètre, oscilloscope, générateur HF, ampli-tuner stéréo, téléviseurs, etc...

Vous disposerez ainsi, en fin de programme, d'un véritable laboratoire professionnel, réalisé par vous-même.

### Une solide formation d'électronicien

Tel est en effet le niveau que vous aurez atteint en arrivant en fin de cours. Pour vous perfectionner encore, un **stage gratuit** d'une semaine vous est offert par Eurelec dans ses laboratoires. 2000 entreprises ont déjà confié la formation de leur personnel à Eurelec : une preuve supplémentaire de la qualité de ses cours.

 **eurelec**  
institut privé d'enseignement à distance

21100 DIJON - FRANCE : Rue Fernand-Holweck - (03) 66 51 34  
75012 PARIS : 57-61, bd de Picpus - (1) 347.19.82  
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Cordierie  
(91) 54.38.07

Eurelec, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe.

Présentés de façon concrète, vivante et fondée sur la pratique, ses cours vous permettent d'acquérir progressivement sans bouger de chez vous et au rythme que vous avez choisi, une solide formation de technicien électronicien.

### Des cours conçus par des ingénieurs

L'ensemble du programme a été conçu et rédigé par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés.

Un professeur vous suit, vous conseille, vous épaula, du début à la fin de votre cours. Vous pouvez bénéficier de son aide sur simple appel téléphonique.



## BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21100 DIJON.

Je soussigné : Nom \_\_\_\_\_ Prénom \_\_\_\_\_

Adresse : \_\_\_\_\_

Ville \_\_\_\_\_ Code postal \_\_\_\_\_

désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

- ☐ **ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS**
- ☐ **ELECTROTECHNIQUE**
- ☐ **ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**
- ☐ **INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS**

- Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.
- Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien. Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comportant un ensemble de leçons théoriques et pratiques et le matériel correspondant. Il vous suffit de compléter ce bon et de le poster aujourd'hui même.

DATE ET SIGNATURE :  
(Pour les enfants, signature des parents).

09133



Nous avons sélectionné une gamme  
**FANTASKIT !**  
AMTRON - ASSO - ELCO - IMD  
JOSTY - KIT PACK...  
— Outillage - Fers à souder —

**COMPOKIT**  
MONTARNASSE  
ÉLECTRONIQUE • TECHNIQUES • LOISIRS  
La qualité industrielle au service de l'amateur

Ouvert du lundi au samedi de 9 h 30 à 19 h  
174, boulevard du Montparnasse  
75014 PARIS  
☎ 326.61.41  
MÉTRO BUS  
Port-Royal 38 - 83 - 91  
En août, fermeture entre 12 h 30-14 h

AUDAX • BECKMAN • B-K • CENTRAD • C-SCOPE • C-K • ENGEL • ESM • EXAR • FUJI • GI • HAMEG • ILP • INTERSIL • ISKRA • JBC • JEAN RENAUD • MOTOROLA • NATIONAL • OK • PANTEC • PIHER • RADIOHM • SAFICO • SCAMBE • SEM • SGS • SIARRE • SIGNETIC • SPRAGUE • TEKO • TELEFUNKEN • TEXAS • THOMSON • TEXTOL • VARLEY WHAL • KIT : AMTRON • ASSO • IMD • JOSTY • OPPERMAN • WELLMAN

**Nous dégonflons nos stocks et nos prix**  
Offre valable jusqu'à épuisement des stocks pendant le mois de parution

**Profitez-en pour faire des affaires !**

### Série TTL-N

7401	1,80 F
7403	1,30 F
7404	1,80 F
7405	2,00 F
7409	1,80 F
7410	1,80 F
7414	2,80 F
7415	1,80 F
7416	2,00 F
7417	2,20 F
7420	2,00 F
7426	2,20 F
7427	2,00 F
7432	2,40 F
7437	2,00 F
7438	2,20 F
7440	1,50 F
7445	4,50 F
7447	4,50 F
7451	1,50 F
7474	2,20 F
7475	3,00 F
7478	2,30 F
7481	10,00 F
7482	9,00 F
74107	3,00 F
74109	3,00 F
74110	4,50 F
74120	10,00 F
74122	5,80 F
74125	2,80 F
74141	6,00 F
74145	4,60 F
74151	4,00 F
74154	5,00 F
74159	14,00 F
74161	5,00 F
74165	5,00 F
74173	6,00 F
74174	4,80 F
74180	4,00 F
74181	10,00 F
74191	5,00 F
74195	4,00 F
74197	12,00 F
74199	8,00 F
74367	7,20 F

74LS366	3,80 F
74LS367	3,60 F
74LS368	3,30 F
74LS390	13,00 F

### Série CMOS

4001	1,80 F
4002	2,00 F
4006	5,50 F
4007	2,00 F
4008	5,50 F
4011	1,50 F
4012	1,80 F
4014	4,50 F
4018	5,00 F
4019	4,20 F
4021	4,50 F
4028	4,50 F
4030	2,50 F
4033	7,20 F
4044	3,50 F
4048	3,00 F
4060	4,00 F
4075	2,00 F
4085	2,00 F
4501	3,00 F
4512	6,00 F
4528	4,00 F
4581	15,00 F

### CI Spéciaux

L120	15,00 F
NE 555	3,00 F
TBA 810 S	10,00 F

### Micro-mémoires

6800 CPU	50 F
6809 CPU	100 F
6875	45 F
2102	10 F

### Régulateurs

78 M 12	6,00 F
78 M 15	6,00 F
78 M 24	6,00 F
7812	7,00 F
7815	7,00 F
7905	5,00 F
7912	5,00 F
7915	5,00 F
LM 309 K	12,00 F

### Transistors

AC 188/01	3,00 F
AD 149	5,00 F
AS2 15	5,00 F
2 N 2222	1,00 F
2 N 1893	3,00 F
2 N 3054	5,00 F
BC 237 B	1,00 F
BC 546-547-549	1,00 F
TIP 33 B	7,00 F
TIP 36 B	9,00 F
BU 326 A/BUX 81	40,00 F

### Diodes

1 N 4148 - 20 mini	0,20 F
1 N 4003 - 20 mini	0,50 F

### Résistances

50 pièces - mini 5 pc/valeur	
1/4 W	0,14 F
1/2 W	0,18 F

### Support de CI

14 bches à soud., par 10	1,50 F
24 br. à soud., par 5	1,50 F
40 br. à soud., unit	2,00 F

### Potentiomètres Rotatifs

Simple lin : 2M2 - 4M7	2,50 F
Simple log : 2,2 K - 10 K - 47 K	
100 K - 1 M $\Omega$	2,50 F
Double lin : 22 K - 220 K	8,50 F
Double log : 2,2 K - 47 K - 220 K - 470 K	8,50 F

### Rectilignes

Simple log : 4,7 K	6,00 F
Double lin : 10 K - 22 K - 220 K	10,00 F
Double log : 4,7 K - 47 K - 220 K - 470 K	10,00 F

### Condensateurs

1000 pF/25 V Chim	3,60 F
2200 pF/25 V chim	4,80 F
100 pF/63 V chim	2,20 F
220 pF/63 V chim	3,50 F
470 pF/63 V chim	5,00 F
1000 pF/63 V chim	9,00 F
22 ns/250 V Mylar	
mini 10 pc.	0,50 F

### Self miniature

1 - 2,2 - 4,7 - 10 - 22 - 47 - 100 - 220 p $\Omega$	3,00 F
470 p $\Omega$ - 1 mH - 2,2 mH	
Transformateur 2x15 V - 15 VA	30,00 F

### Commutateurs

A levier 2 circuits	9,00 F
A glissière 2 circ. 2 pos.	2,00 F
A glissière 2 circ. 3 pos.	3,00 F

### Vu-mètre

Mini - O central	10,00 F
26 x 60	19,00 F
27 x 60	38,00 F
42 x 95 prof.	95,00 F

### Mesure

Contrôleur de poche V = 1000 V - 0 à 1 K + cordons	85,00 F
ICE 80 - 20.000 $\Omega$ /V	
36 gammes	250,00 F
ICE 680 G - 20.000 $\Omega$ /V	
48 gammes	300,00 F
ICE 680 R - 20.000 $\Omega$ /V	
80 gammes	360,00 F
BECKMANN - Escort - Digital LCD : 600 V ~ 1000 V - 100 mA à 2 A - 1 $\Omega$ à 20 M $\Omega$	450,00 F

### Divers

Cordon surmoulé secteur + terre	7,00 F
Cordon DIN 5 broches long. 1 m	10,00 F
Casque Walkmann stéréo	75,00 F
Capsule micro électret	10,00 F
Cellule LDR	5,00 F
Cassette ferroxyde C 60 - paquet de 5	30,00 F
Console HP auto 15 W la paire	85,00 F
Boule HP auto 5 W, la paire	75,00 F

## DUPLI-LECTEUR HI-FI STÉRÉO

le premier lecteur-enregistreur autonome permettant la duplication HI-FI et STÉRÉO automatique des cassettes.\*

D'un volume réduit, et facilement transportable, le duplicteur remplace ainsi le lecteur-enregistreur traditionnel en augmentant, par la duplication automatique, les possibilités de la chaîne.

### Fiche technique :

- Emploi stéréophonique et monophonique.
- Tension secteur 220 volts - 50 et 60 Hz.
- Vitesse de défilement : 4,76 cm/s.
- Gamme de fréquence : 40 à 12.000 selon DIN et dans les limites de 6 dB avec cassette L.N., 40 à 14.000 avec cassette H.D.
- Égalisation 120 ms.
- Puissance de sortie 2x2 W efficace.
- Prémagnétisation : 120 kHz.
- 2 platines à vérins pneumatiques :
  - têtes Canon HI-FI 14.000 Hz,
  - arrêt automatique en fin de LEC. et ENR,
  - système "CUE and REVIEW" (défilement ou retour rapide directs en cours d'enregistrement ou de lecture).



**980<sup>F</sup>** Livré face avant Blanche Alum.  
port SNCF Fabrication française

Platine mécanisme cassette équipant l'appareil ci-dessus avec touche et schéma de raccordement

**160<sup>F</sup>**  
+ port 25 F

**DU 29 AVRIL AU 7 MAI**

**La Grande Semaine des Affaires**

Remise sur tous les produits de 5 à 30 %

### VENTE PAR CORRESPONDANCE

Tous les prix indiqués sont toutes taxes comprises, à l'unité. Minimum d'expédition 400 F, port exclu.

### Mode de paiement :

- 1° - A la commande, par chèque ou mandat-lettre. Ajouter le forfait port et emballage jusqu'à 3 kg : 25 F. 5 kg : 35 F, au-dessus envoi en port dû par SNCF.
- 2° - Contre remboursement : Ajouter 12 F et joindre un acompte de 30%. Ajouter le forfait port et emballage jusqu'à 3 kg : 30 F. 5 kg : 40 F, au-dessus envoi en port dû par SNCF. Minimum de commande : 200 F.

### LIBRAIRIE TECHNIQUE

ETSF — Édition RADIO — P.S.I. — SIBEX...

Remise : 5% pour les commandes de plus de 600 F. 10% pour les commandes de plus de 2000 F. (Uniquement sur les composants, sauf sur les prix promotions).

Nous vendons aux industriels, professionnels et administrations.  
**NOUS CONSULTER**

### POUR RÉALISER VOS CIRCUITS IMPRIMÉS

#### KIT gravure directe

- 1 Stylo marqueur
- 3 Planches signes transfert
- 5 dm<sup>2</sup> d'époxy cuivre
- 1 Litre perchloxyde
- 1 Bac de développement
- 1 Gomme abrasive
- 1 Perceuse avec accessoires

AVEC NOTICE DÉTAILLÉE

**200 F**  
- PORT 20 F

#### KIT gravure par photo

- 1 Film 21 x 30
- 1 Révélateur et 1 Fixateur Film
- 1 Révélateur pour plaque
- 4 Epoxy photosensibles 75 x 100
- 1 Epoxy photosensible 100 x 150
- 1 Lampe UV 250 W avec douille

**120 F**  
- PORT 20 F

### COFFRETS ET RACKS



**EN STOCK**



# Chargeur pour accumulateurs nickel-cadmium

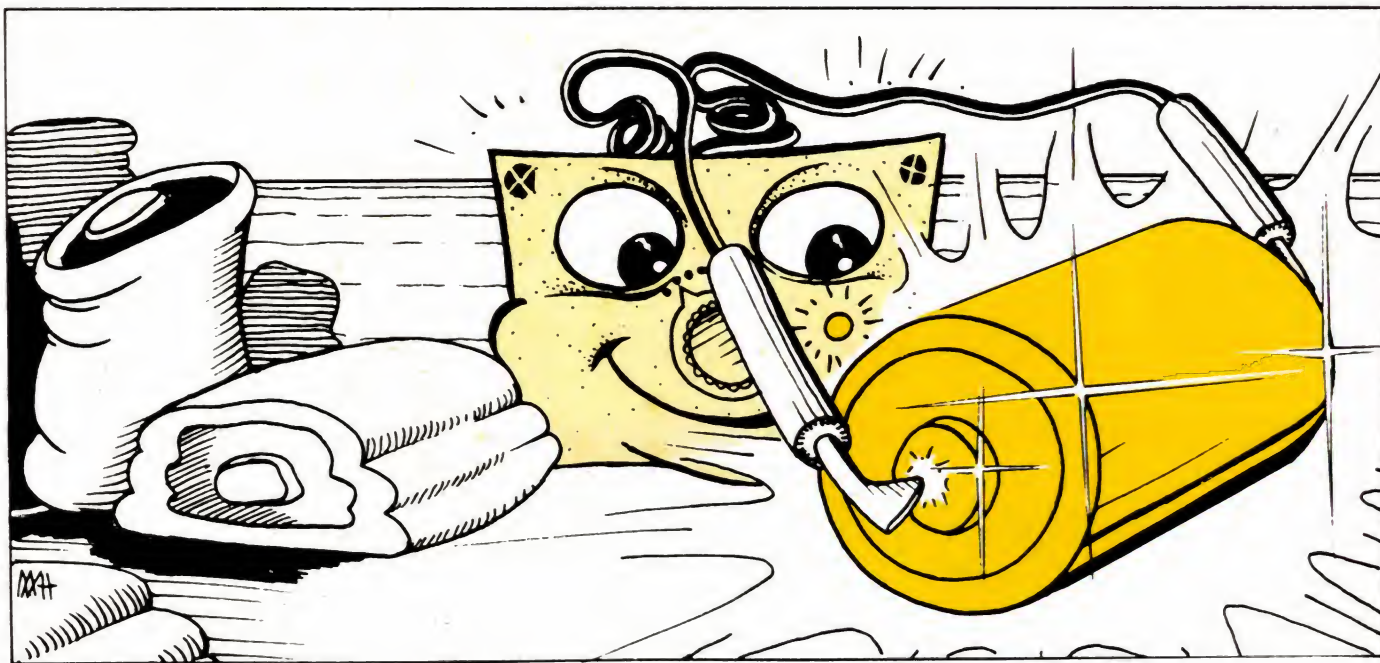
Temps 

Difficulté 

Dépense 

De nos jours, les montages électroniques qui fonctionnent sur piles sont très nombreux. Le coût occasionné par les remplacements successifs des piles, dont le prix a nettement augmenté ces dernières années, devient rapidement prohibitif. Dans un certain nombre de cas, on peut utiliser une alimentation secteur de tension équivalente à celle des piles. Quand il s'agit de jouets, le fil à la patte de ces alimentations secteur devient gênant voire dangereux pour les enfants. Il faut noter par ailleurs que l'utilisation en extérieur est impossible (le secteur ne suit pas) !!

Ce sont ces diverses raisons qui nous ont conduit à envisager l'utilisation de batteries pour remplacer les piles. Un tel remplacement est très possible puisqu'on trouve dans le commerce des éléments d'accumulateur ayant les mêmes dimensions que les piles qu'ils remplacent avantageusement.



Il faut noter toutefois que les piles ont une tension nominale de 1,5 V alors que les accumulateurs alcalins ne font que 1,2 V. Cet écart est négligeable dans le cas où peu d'éléments sont nécessaires et pour des tensions plus importantes, il est compensé par l'augmentation du nombre d'éléments d'accumulateur pour arriver à la tension désirée.

Pour recharger ces accumulateurs, nous vous proposons un montage simple et très peu coûteux.

Il vous permettra de recharger simultanément de 2 à 8 éléments de mêmes caractéristiques c'est-à-dire de même capacité.

### Les accumulateurs cadmium-nickel

Les accumulateurs alcalins cadmium-nickel sont définis comme les batteries automobiles par leur capacité, exprimée en ampères-heures.

Chaque élément a une tension nominale de 1,2 volt. Lors d'une recharge, il est conseillé de travailler avec un courant de charge égal au dixième de la valeur de la capacité de l'élément et ce, pendant une bonne dizaine d'heures voire même de 12 à 14 heures.

Les recharges rapides ne sont pas toujours possibles mais suivant le type d'élément peuvent être envisagées. Consulter le fabricant pour un tel fonctionnement.



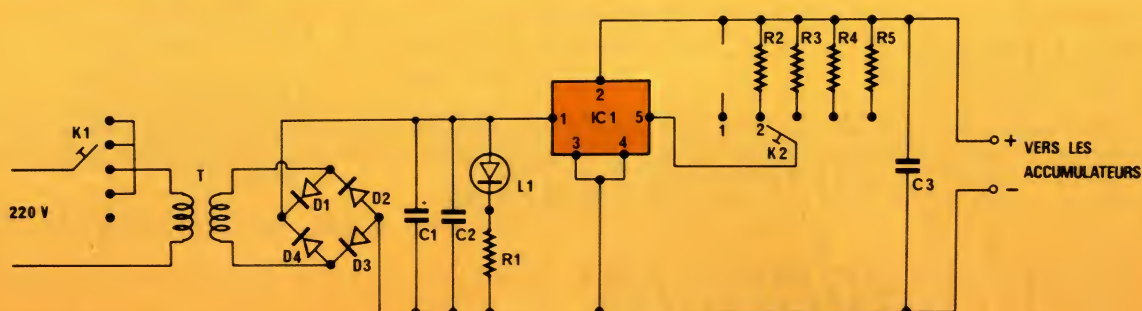


Figure 1 - Schéma du chargeur d'accumulateurs

## Le chargeur d'accus cadmium-nickel

Le schéma du chargeur est donné à la **figure 1**. Le transformateur T abaisse la tension secteur à 12 volts. Cette tension est redressée par le pont de Graetz constitué par les 4 diodes D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>. Cette tension redressée est ensuite filtrée par les 2 condensateurs C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>. La LED L<sub>1</sub> dont le courant est limité à environ 10 milliampères par R<sub>1</sub>, a pour rôle d'indiquer que le montage est sous tension.

Le rôle de générateur de courant a été confié au circuit intégré IC<sub>1</sub> un L200 ou encore un TDA 0200 de chez Thomson. Pour obtenir un tel fonctionnement, rien de plus simple : une résistance disposée entre les pattes 2 et 5 suffit. Le courant disponible à la sortie patte 2 de IC<sub>1</sub> a pour valeur  $I_0 = 0,45/R$ . En donnant à R 4 valeurs différentes, on peut donc obtenir 4 valeurs pour le courant I<sub>0</sub>. Ces quatre valeurs que l'on trouve dans le tableau de la **figure 2** cor-

respondent aux courants de charge des accumulateurs remplaçant les piles rondes et les piles 9 V PM type R<sub>6</sub>, R<sub>14</sub>, R<sub>20</sub>, modèle à pression. Un troisième condensateur C<sub>3</sub> découple la sortie du montage et évite toute entrée en oscillation de IC<sub>1</sub>.

Le commutateur K est un modèle 2 circuits 6 positions dont 5 seulement sont utilisées. L'un des circuits sélectionne la résistance limitant le débit de IC<sub>1</sub>, l'autre section permet ou non la mise sous tension du montage.

Accus	Résistances	Courant I <sub>0</sub>
R <sub>20</sub>	R <sub>2</sub> : 1 Ω	450 mA
R <sub>14</sub>	R <sub>3</sub> : 2,2 Ω	200 mA
R <sub>6</sub>	R <sub>4</sub> : 10 Ω	45 mA
9VPM	R <sub>5</sub> : 47 Ω	10 mA

Figure 2 - Tableau donnant la valeur du courant de charge en fonction de la résistance disposée entre les pattes 2 et 5 de IC<sub>1</sub>.

## Réalisation pratique

Le circuit imprimé rassemble tous les composants y compris le transformateur et le commutateur double. Ce circuit imprimé est donné à la **figure 3**. L'implantation des composants s'effectue conformément à la **figure 4**. On fera attention à l'orientation de la diode LED ainsi qu'à celle des 4 diodes D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>.

Compte tenu du faible débit de cette alimentation, il n'est pas nécessaire de munir le L200 d'un radiateur.

Si l'on souhaite modifier la valeur des courants de charge, il suffit de modifier l'une des résistances R<sub>2</sub> à R<sub>5</sub>, celle-ci vérifiant la formule donnée dans le paragraphe précédent.

## La mise en coffret

Nous avons inséré ce montage dans un coffret de marque Retex en plastique de dimensions 12,5 × 7 × 4 cm. Le circuit imprimé est fixé sur le fond du boîtier par 4 vis de diamètre 3,5 mm.





## Réalisation

La sortie vers les accumulateurs s'effectuera par un coupleur analogue à celui des piles de 9 V modèle miniature à pression.

Le dessus du coffret sera percé pour permettre le passage de l'axe du commutateur et de la LED témoin de mise sous tension.

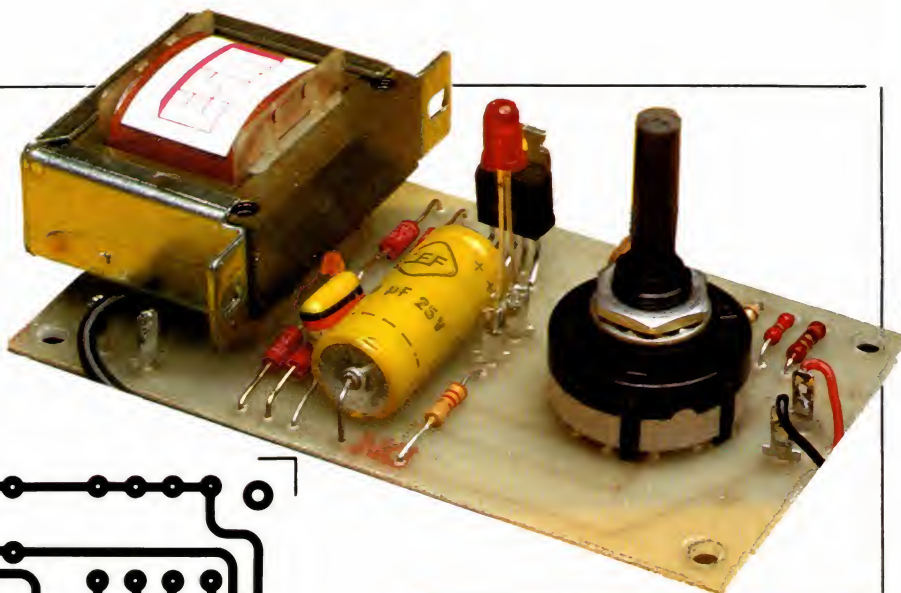


Figure 3 - Circuit imprimé échelle 1 ▼

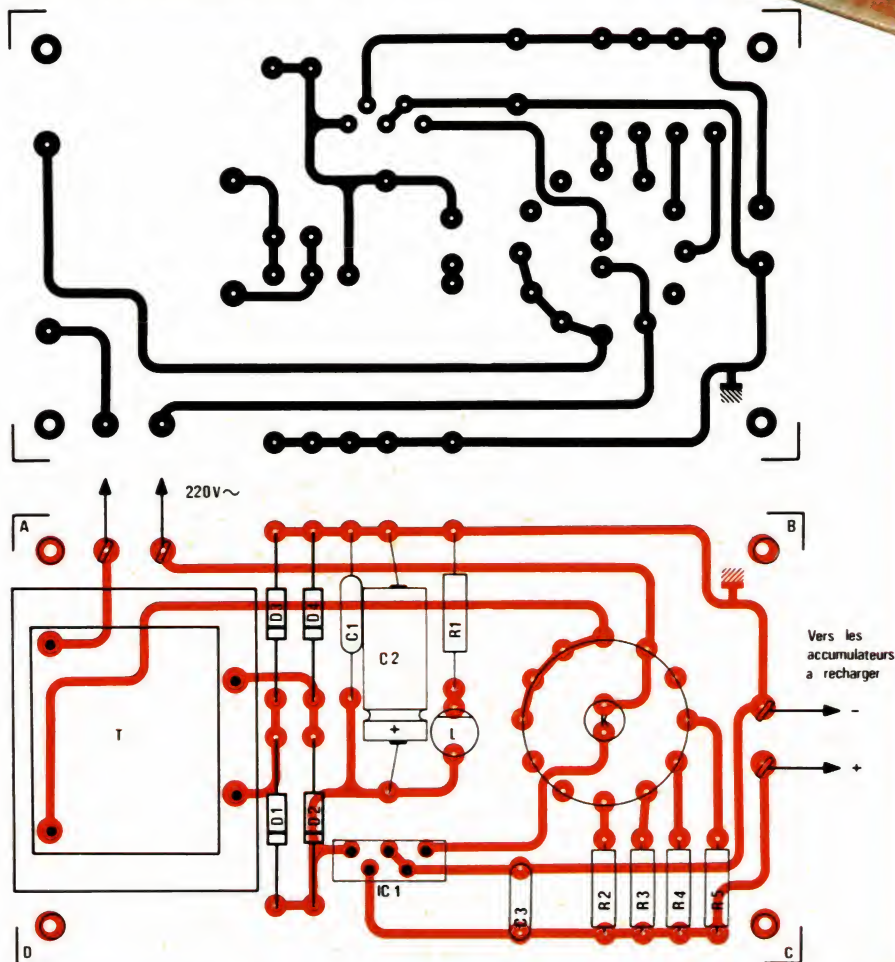


Figure 4 - Implantation des composants ▲

## Remarque

Il existe dans le commerce des coupleurs pour 2, 4 voire 6 piles rondes avec sortie sur un connecteur à pression identique à ceux des piles 9 V. C'est ce type de coupleur que nous vous recommandons d'utiliser car il est d'un emploi aisé.

Le plus faible courant obtenu est destiné aux accus modèle 9 VPM puis en suivant aux types R6, R14 et R20.

On ne peut charger qu'un accu 9 volt à la fois mais par contre plusieurs accus modèle 1,2 V montés en série à concurrence d'une tension de 9 ou 10 volts.

## Nomenclature

### Résistance

R<sub>1</sub> : 1,2 k $\Omega$ , 1/4 W  
R<sub>2</sub> : 1  $\Omega$ , 1/4 W  
R<sub>3</sub> : 2,2  $\Omega$ , 1/4 W  
R<sub>4</sub> : 10  $\Omega$ , 1/4 W  
R<sub>5</sub> : 47  $\Omega$ , 1/4 W

### Condensateurs

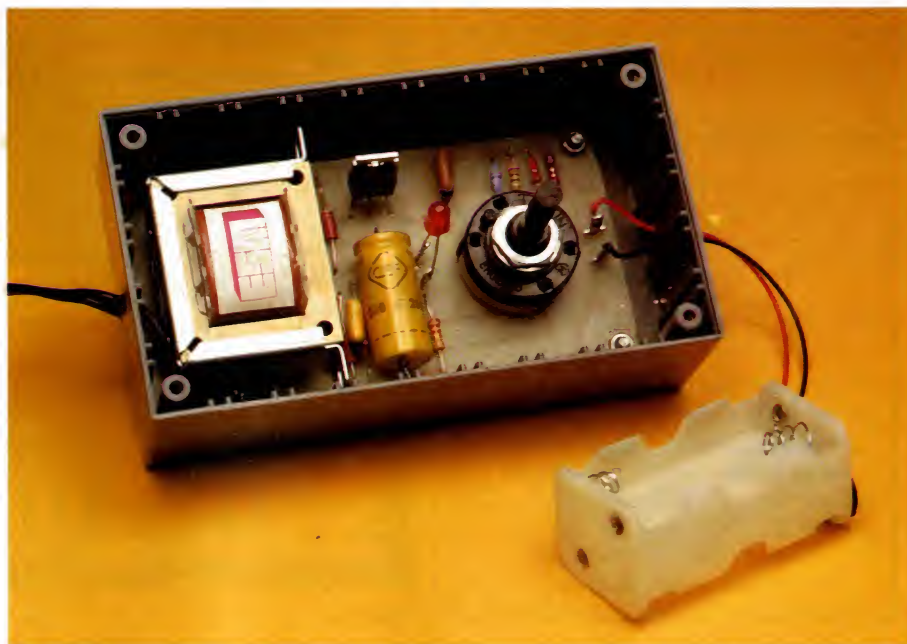
C<sub>1</sub>, C<sub>3</sub> : 0,1  $\mu$ F  
C<sub>2</sub> : 330  $\mu$ F, 25 V

### Semi-conducteurs

L<sub>1</sub> : LED rouge  
IC<sub>1</sub> : L200 ou TDA 0200  
D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub> : BA157 ou 1N4001

### Divers

T transfo ESM 220 V 12 V 5 VA  
K commutateur 2 c 6 p.  
1 coffret Retex Polibox Réf. 5102 GA





## Une nouvelle technologie issue des

### Une nouvelle conception pour des « puces » à performances élevées

Il y a quelques années commençait pour les concepteurs de circuits intégrés l'ère de l'intégration à très grande échelle (« Very Large Scale Integration » ou VLSI). Cela signifie que 5 à 10 000 portes logiques peuvent être réalisées sur une puce de dimensions standard. Avec une telle densité d'intégration des composants élémentaires, une seule puce est capable de performances de calcul impressionnantes. Il faut en outre que l'exécution des opérations de calcul s'effectue à très grande vitesse. Cependant tout accroissement de la rapidité de commutation des portes entraîne une dissipation accrue de chaleur et l'échauffement de la puce peut être tel qu'elle ne fonctionnera plus de manière fiable.

J. Lohstroh, du Laboratoire de Recherches de Philips à Eindhoven, a conçu un circuit, dit « Integrated Schottky Logic » (ISL), qui permet, en utilisant les procédés de fabrication usuels, de réaliser des puces associant une haute densité d'intégration à une grande rapidité, et ce avec une dissipation de chaleur suffisamment faible.

#### Trois problèmes

Le développement de la technologie VLSI, n'a pu se faire qu'après avoir maîtrisé trois problèmes étroitement liés. Tout d'abord, les portes logiques devaient avoir des dimensions suffisamment réduites, de manière à pouvoir loger autant de portes que possible sur une puce dont la superficie ne devait pas dépasser 25 mm<sup>2</sup>, en raison des rendements de fabrication et de l'existence de boîtiers standard. La seconde difficulté était d'obtenir la vitesse de commutation nécessaire à une rapidité suffisante des calculs. Le troisième problème, qui résulte en fait

des deux précédents, était un problème thermique : l'accroissement du nombre de portes joint à une vitesse plus grande entraîne la dissipation d'une plus grande quantité d'énergie. Or, un fonctionnement fiable des circuits ne peut être garanti que si la température de la puce ne dépasse pas 150°C.

Compte tenu de la limitation de la superficie une puce de 5 000 portes doit avoir une densité d'intégration de 200 portes au mm<sup>2</sup>. Avec cette densité, la dissipation d'énergie par porte ne doit pas dépasser 200 µW pour que la température reste infé-

rieure à 150°C.

Pour que les deux conditions puissent être remplies, la porte logique doit être constituée d'un nombre aussi restreint que possible de composants. En outre, un choix doit être fait entre les deux technologies de base dont on dispose pour la fabrication des puces. La première est la technologie bipolaire, où les composants actifs sont des transistors bipolaires (dans lesquels le transport des charges est assuré à la fois par les porteurs minoritaires et majoritaires). La seconde est la technologie

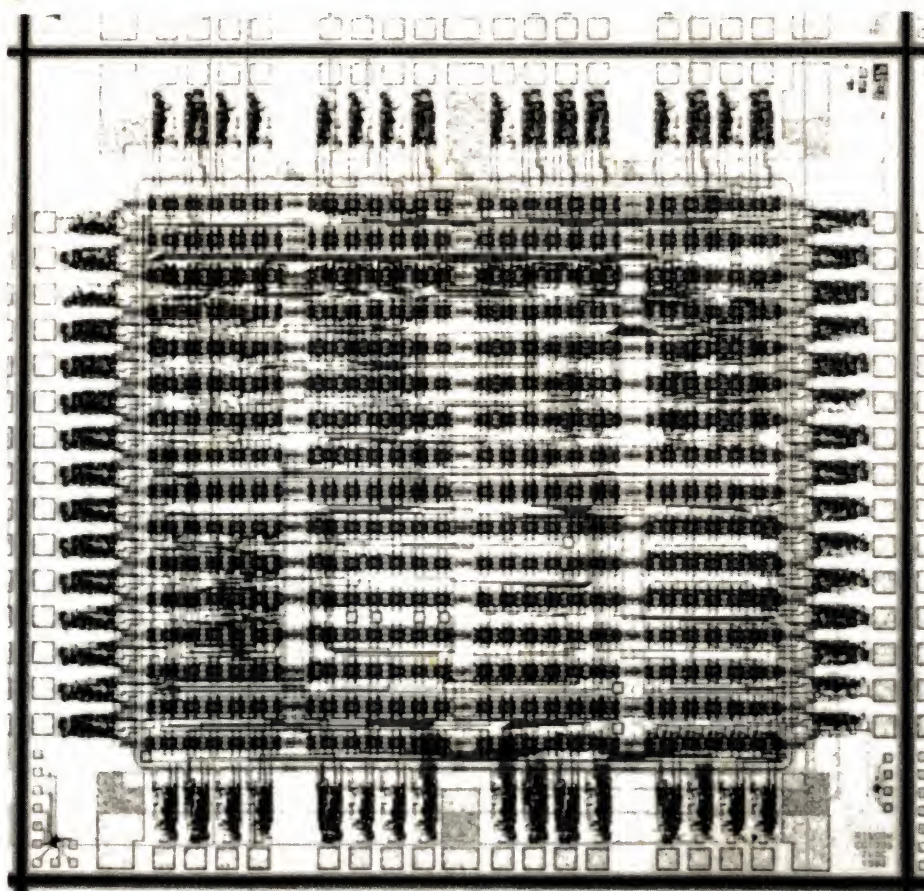


Figure 1

Doc. Philips



## laboratoires de recherche Philips

MOS (MOS = Metal Oxide Semiconductor), où un seul type de porteur de charge joue un rôle dans les transistors. C'est avec la technologie bipolaire que l'on obtient en général les circuits électroniques les plus rapides, de sorte que les puces rapides sont pratiquement toujours bipolaires ; c'est aussi le cas du circuit ISL.

### Excursion logique

Au début des années soixante-dix, Slob et Hart ont développé chez Philips le concept dit I<sup>2</sup>L (Integrated Injection Logic), qui a permis la fabrication de puces numériques bipolaires à haute densité d'intégration et à faible dissipation de chaleur. Ce dernier résultat a été atteint en abaissant la tension d'alimentation et en réduisant ce qu'on appelle l'excursion logique, c'est-à-dire la différence de tension entre les deux états possible d'une porte, qui correspondent à « 0 » et à « 1 ». L'excursion logique des puces I<sup>2</sup>L n'est que de 0,7 V, d'où une faible dissipation de chaleur. On ne dispose toutefois pas d'une liberté totale dans le choix de l'excursion logique pour les portes d'entrée et de sortie de la puce ; il existe à cet égard des normes internationales destinées à rendre possible l'interconnexion de puces de constructeurs différents. Une norme générale est celle dite TTL (TTL = Transistor - Transistor Logic) caractérisée par une tension d'alimentation de 5 V et une excursion logique de 3,5 V. Les puces dont l'excursion logique est plus faible doivent donc être adaptées à leur environnement par l'intermédiaire de tampons. Ce qui pouvait être encore amélioré pour les puces I<sup>2</sup>L, c'était la rapidité, définie par le temps dont a besoin une porte pour traiter un signal reçu. Les puces I<sup>2</sup>L les plus rapides, réalisées suivant un procédé standard par Signetics, filiale américaine de

Philips, avaient un temps de propagation par porte de 15 nanosecondes. Les puces réalisées suivant la norme TTL montrent une rapidité trois fois plus haute, elles ont un temps de propagation par porte de 5 nanosecondes.

Lohstroh a réalisé des puces bipolaires en mettant en œuvre un concept qu'il a baptisé Integrated Schottky Logic (ISL), d'après les diodes Schottky (diodes métal-semiconducteur) qui sont employées dans le circuit. En utilisant un procédé standard, qui est également courant chez Signetics (des jonctions pn sont utilisées comme isolant entre les différentes portes), il a été possible de développer à Eindhoven des puces ISL, ayant un temps de propagation par porte de 2,7 ns, c'est-à-dire deux fois plus rapides que les puces TTL, et avec une densité d'intégration très élevée. En outre, l'excursion logique a été ramenée à 0,2 V et la tension d'alimentation à 1,5 V, de sorte que la dissipation de chaleur est faible.

Une très belle réussite de Signetics est le circuit « réseau de portes » développé à partir du concept ISL. On utilise comme sous-ensemble une puce comportant de nombreuses portes logiques, à laquelle on ajoute ultérieurement les connexions électriques nécessaires, suivant les spécifications du client. La figure 1 est un exemple d'un tel réseau, qui pourra être utilisé dans divers circuits rapides pour ordinateurs, une fois les interconnexions réalisées.

Un procédé qui utilise des couches d'oxyde comme isolant est actuellement en développement dans une usine Philips française. Les bords des transistors sont isolés par de l'oxyde de silicium, au lieu de l'être par des jonctions pn bloquées : on quadruple ainsi la rapidité des puces ISL.

### Détails techniques

La figure 2 montre le schéma de principe de ce qu'on appelle une porte ET câblée, avec une seule entrée et une sortie de 4. Le circuit se compose d'une résistance d'alimentation, d'un transistor de commutation npn et de diodes Schottky comme diodes de sortie. Pour abréger le temps de coupure du transistor npn, un transistor pnp vertical évacue l'excédent du courant de base que le transistor npn reçoit de la résistance d'alimentation.

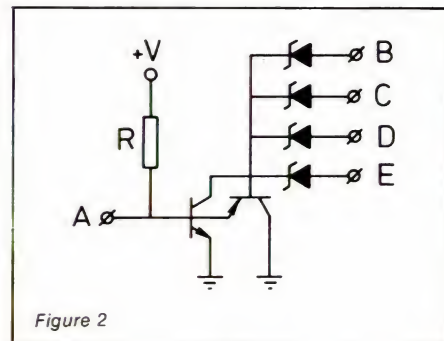


Figure 2

La figure 3 représente une coupe de la structure du transistor avec les diodes Schottky suivant le tout récent procédé d'isolation par oxyde. La couche épitaxiale est très mince (1,2  $\mu\text{m}$ ) et les dimensions les plus petites sont de 3  $\mu\text{m}$ . Ce procédé permet d'atteindre une densité d'intégration de 250 portes au  $\text{mm}^2$  et un temps de propagation par porte de 0,7 ns.

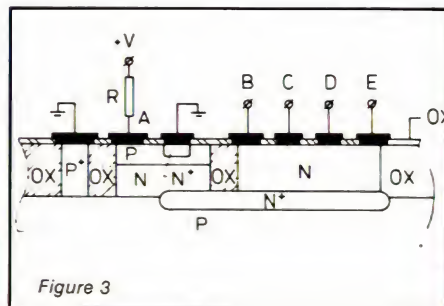


Figure 3



# UN EVENEMENT EN MICRO-INFORMATIQUE: **MICRO SYSTEMES LANCE LE DISQUE NUMERIQUE**



**Et aussi dans ce numéro de mai :**  
Le premier article d'une grande série : VEGAS 6809, un micro-ordinateur haut de gamme à réaliser soi-même.  
Une étude assistée par "MICRO-SYSTÈMES".

**MICRO-SYSTÈMES** vous propose, encarté dans son numéro de mai (n° 31) un programme pour ordinateur, stocké sur disque souple 33 tours.

L'équivalent d'un listing de plus de 10 pages de programme.

Plus de 100.000 disques souples ont été pressés, testés, imprimés et seront inclus dans **MICRO-SYSTÈMES** sans supplément de prix.

Seul votre ordinateur est capable de comprendre les quelque 70000 informations BASIC qui forment "BANQUE" : un programme de jeu inédit conçu spécialement pour cette opération.

**Le disque numérique :** un événement, un numéro historique dans le développement de la micro-informatique.



**Un numéro de MICRO-SYSTÈMES à ne pas manquer  
en vente chez tous les marchands de journaux**



# Un récepteur R/C 72 MHz à synthétiseur et double changement de fréquence

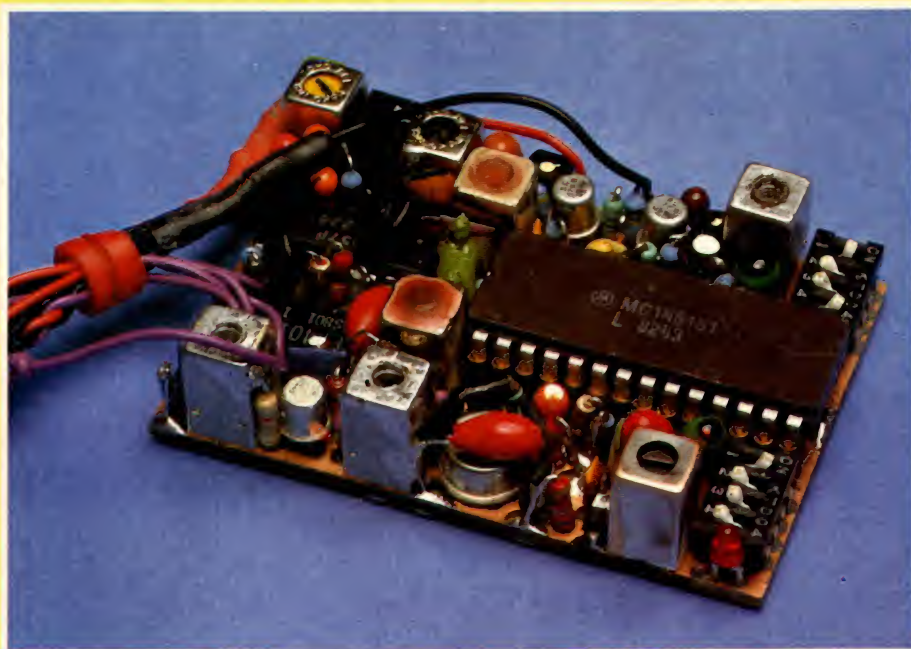
Temps ⌚⌚⌚  
Difficulté ★★  
Dépense 🐷🐷

Cet article fait suite aux deux articles précédents (Radio-Plans de janvier et mars 1983), pour l'application à la radiocommande de la synthèse de fréquence : la lecture de ceux-ci est nécessaire pour la bonne compréhension de celui-là.

Il s'agit aujourd'hui de décrire le récepteur 72 MHz qui permet de choisir n'importe lequel des 101 canaux de la bande 72, espacés de 5 en 5 kHz de 72 000 à 72 500 kHz. En programmant le TX et le RX sur le même canal (par exemple 72385), on pourra fuir les fréquences encombrées par les modélistes qui peuplent les terrains dès que le soleil se montre.

Il s'agit aussi d'apporter une solution radicale au problème de la fréquence image que la plupart des récepteurs R/C réjectent fort mal, notamment en 72 MHz où les filtres HF ne sont pas assez sélectifs pour apprécier un écart de 910 kHz lorsque le battement hétérodyne est de 455 kHz, fréquence utilisée dans la quasi-totalité des récepteurs R/C ; dans ce domaine nous nous sommes largement inspirés de l'excellente réalisation de Mr. THOBOIS, le RX9, parue dans le numéro 1678 (mai 82) du Haut-Parleur : utilisant le double changement de fréquence pour réjecter à plus de 20 MHz la fréquence image de l'émission, le RX9 réclame toutefois l'achat d'un quartz (partiel 3) 61 MHz, à 10,7 MHz en dessous de la fréquence du quartz émission (par exemple il faudra 61425 si l'on émet 72125) ; malheureusement ce genre de quartz ne court pas les rues et coûte cher (presque le même prix que le MC 145151, notre synthétiseur, qui va donc être équivalent à 101 de ces quartz !!!

Avec le MC 145151 et les deux quartz de 10240 et 20 480 kHz dont nous disposons depuis le début de ces articles, nous allons nous en tirer, en introduisant en plus quelques originalités, comme celle d'utiliser un premier changement de fréquence à 40 505 kHz...



### Description du RX

La figure 1 donne le schéma de principe : à l'entrée du RX, on trouve deux pots HF filtrant le 72 MHz ainsi qu'un ampli HF ; un circuit intégré SO42E reçoit cette fréquence et la mélange avec celle du VCO pour obtenir un battement à 40 505 kHz (premier changement de fréquence) ; c'est une autre partie du SO42E qui constitue l'oscillateur

VCO (ou oscillateur piloté par une tension) dont la fréquence doit être telle qu'en la soustrayant de la fréquence d'émission, on obtienne 40 505 : pour le début de la bande, à 72 000, le VCO doit osciller sur 31 495 kHz, pour la fin de bande à 72 500, le VCO doit osciller à 31 995 kHz. C'est en programmant le synthétiseur que l'on parcourt de 5 en 5 kHz toute cette plage de manière à avoir toujours la différence



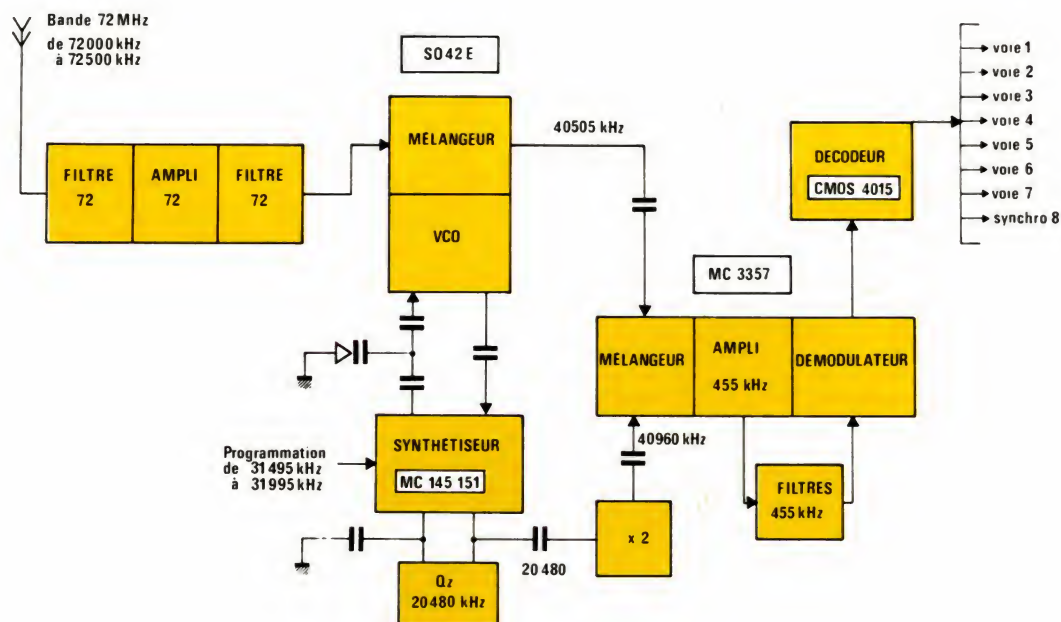


Figure 1

de 40 505 kHz, le VCO restant par définition asservi au synthétiseur ; le synthétiseur est lui-même piloté par un quartz de 20 480 kHz ; on prélève cette fréquence à l'oscillateur du 145151 et on la double pour envoyer 40 960 kHz dans l'étage mélangeur d'un MC 3357 qui reçoit déjà 40 505 kHz à son autre entrée ; on voit que le battement entre 40 960 et 40 505 donne 455 kHz, ce qui constitue le deuxième changement de fréquence ; cette moyenne fréquence (MF) est amplifiée, filtrée par pots et filtre céramique, envoyée au démodulateur FM ; puis le signal est envoyé à un CMOS 4015 qui est capable de décoder 8 voies, ou 7 voies plus le signal de synchronisation du codage de l'émission.

Il convient ici de fournir quelques éclaircissements pour expliquer un premier changement de fréquence à une valeur aussi peu usitée :

— le 145151 ne travaille pas au-dessus de 35 MHz sous une tension que nous voulions conserver aussi basse que possible (6,2 volts), gage d'une consommation réduite, compte tenu de l'emploi obligatoire d'un convertisseur pour que le synthétiseur et le VCO ne voient pas les appels de courant que produisent les servomoteurs. En outre une fréquence plus basse permet d'améliorer la stabilité du couple VCO - synthétiseur pour qu'il ne soit pas trop sensible aux effets microphoniques que l'on rencontre toujours dans ce type de montage. Enfin le fait d'avoir une fréquence élevée de 40 505 au

premier changement permet de s'affranchir d'étages doubleur ou diviseur entre VCO et synthétiseur : ceux-ci, en effet, interviennent dans le diviseur de pas et il est parfois difficile d'obtenir une fréquence synthétiseur élevée avec un petit pas (voir article de janvier où l'emploi d'un étage quadrupleur en 72 MHz nécessitait l'utilisation d'un pas de 1,25 kHz) ; en 31 MHz, avec un quartz de 20 480, on aura un pas de 2,5 kHz et un diviseur  $N = 31\,000/2,5 = 12\,400$ , bien inférieur à la limite des possibilités de comptage du 145151 (soit 16383) ;

— nous avons choisi d'utiliser un seul quartz pour assumer les deux changements de fréquence du RX, alors que dans un RX à double changement de fréquence, il y a normalement deux quartz (le RX9 en plus du quartz de 61 MHz emploie un quartz de 10 245 kHz) ; cela obligeait donc à choisir 1 quartz qui soit multiple d'une puissance de deux, à cause de la programmation binaire du synthétiseur. Mais l'oscillateur du 145151 refusant de marcher sous 6,2 volts avec un quartz de 40 960, il a fallu doubler la fréquence 20 480 ;

— enfin, il était possible d'utiliser 41 415 au lieu de 40 505 pour obtenir un battement de 455 kHz avec 40 960 : en effet, 40 505 est la fréquence image de 41 415 par rapport à 40 960 : nous savons qu'en l'absence de filtrage, un RX reçoit aussi bien sa fréquence normale que l'image de celle-ci par rapport à sa fréquence hétérodyne (ici 455 kHz) ; mais nous avons finalement retenu

40 505 pour plusieurs bonnes raisons, à savoir :

a) les risques d'intermodulation y sont moins grands car 40 505 est une fréquence attribuée à l'armée, relativement peu utilisée et peu puissante, alors que 41 415 correspond au canal 2 de retransmission TV où l'on réémet avec des amplis de quelque 100 kilowatts !!! (région de Caen par exemple) : il faudrait un RX en boîtier métallique ou bien blinder les quelque deux centimètres de circuit qui serviraient à véhiculer le 41 415 pour ne pas avoir d'ennuis à proximité de telles émissions ; avec 40 505 nous avons fait des essais avec un émetteur R/C crachant 1 watt sur cette fréquence : le RX 72 reçoit bien le 40 505 en l'absence d'émission 72, mais dès que l'émission 72 sur laquelle il est programmé fonctionne sous quelques milliwatts, le signal 40 505 disparaît, quant au signal 41 415 émis dans les mêmes conditions par l'émetteur 1 watt programmé cette fois sur 41 415, il est bien filtré par le pot TR<sub>3</sub> accordé sur 40 505 à la sortie du SO42E ;

b) si l'on a le courage de refaire les calculs de la programmation, on s'apercevra que  $72\,000 - 41\,415 = 30\,585$  ; donc  $N = 30\,585/2,5 = 12\,234$  ; les broches 22, 25, 24, 20 devront être manipulées par des contacteurs DIL car vers 72 135 kHz la broche de poids 2<sup>12</sup> passe de 0 à 1.

Pour programmer tous les canaux de la bande 72, il faudrait implanter 12 commutateurs DIL sur le circuit



imprimé lorsque l'on veut obtenir le battement 41 415, alors que pour le battement 40 505, 7 commutateurs DIL seulement sont nécessaires (le 8<sup>e</sup> ne servant qu'à éteindre la LED de signalisation du verrouillage VCO). Ayant toujours pour objectif de réaliser un récepteur aussi peu encombrant que possible, nous avons donc choisi 40 505, ce qui économise la place de 5 commutateurs DIL.

## Schéma pratique du RX

La figure 2 donne le schéma pratique et complet du RX 72.

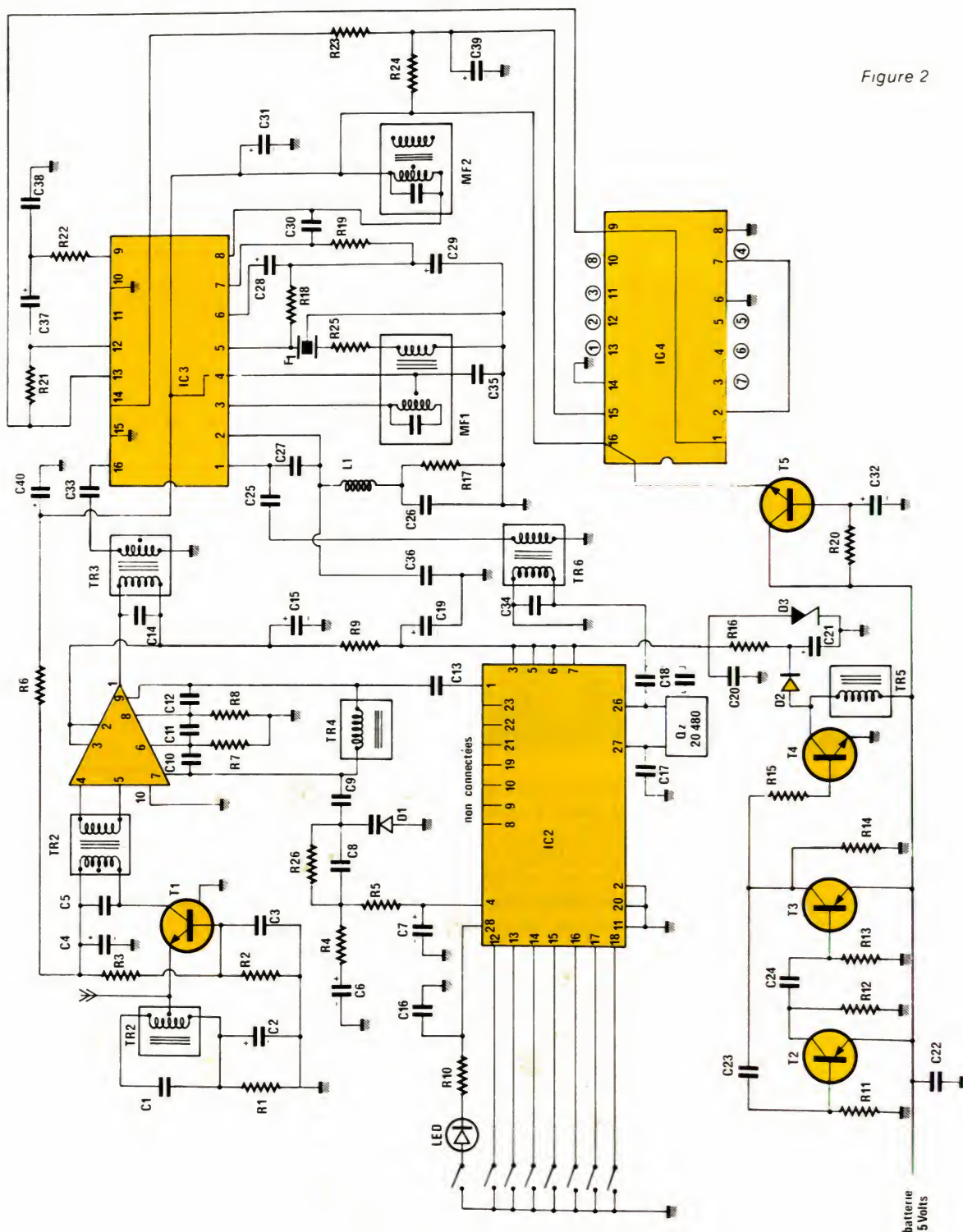
On voit que nous conservons dans les grandes lignes les mêmes 3 parties que celles décrites dans nos articles précédents :

— le convertisseur donnant 6,2 volts au synthétiseur et 4 V au SO42E : c'est exactement le même

que celui décrit en avril pour le RX 41 : nous ne reviendrons ni sur son fonctionnement ni sur ses réglages ;

— le couple VCO synthétiseur est différent des montages précédents puisque, pour gagner de la place, nous faisons assumer au SO42E les deux fonctions d'oscillateur VCO et de mélangeur HF ; nous avons conduit de très nombreux essais

Figure 2





pour arriver à un résultat satisfaisant notamment sur le verrouillage VCO : la difficulté provient de ce que le SO42 comporte un oscillateur constitué de deux transistors montés symétriquement ; symétrie qu'il faut respecter lorsque l'on pilote l'oscillateur avec la diode Varicap BB105 ; une oscillation obtenue par des capacités et une inductance variable de faible valeur TR<sub>4</sub> permet d'ajuster le verrouillage pour qu'il soit valable sur les 500 kHz de largeur de bande 72 et même au-delà. La transconductance du SO42 a dû être améliorée par les deux résistances R<sub>7</sub> et R<sub>8</sub>, de manière que le VCO fonctionne bien sans être perturbé par la HF venant des étages d'entrée 72 MHz, via le mélangeur, symétrique aussi, interne au SO42.

Nous ne revenons pas non plus sur la programmation : plutôt que de fournir de longs développements, disons qu'avec le quartz de 20 480 et

courant fourni par le convertisseur). On voit également que l'indicateur est directement gradué suivant la

001	010	011	100	101	110	111	⊕
025	105	185	265	345	425	0000	
030	110	190	270	350	430	0001	
035	115	195	275	355	435	0010	
040	120	200	280	360	440	0011	
045	125	205	285	365	445	0100	
050	130	210	290	370	450	0101	
055	135	215	295	375	455	0110	
060	140	220	300	380	460	0111	
065	145	225	305	385	465	1000	
070	150	230	310	390	470	1001	
075	155	235	315	395	475	1010	
000	080	160	240	320	400	480	1011
005	085	165	245	325	405	485	1100
010	090	170	250	330	410	490	1101
015	095	175	255	335	415	495	1110
020	100	180	260	340	420	500	1111

Figure 3 - Indicateur synthétique RX72.



le pas de 2,5 kHz (broches 5, 6 et 7 du 145151 à 1), nous obtenons les positions des commutateurs DIL définies dans le tableau indicateur représenté figure 3. Comme il y a 101 combinaisons à y faire figurer et que l'indicateur doit être par commodité collé sur la face interne du couvercle de boîtier de RX, nous avons choisi de réduire le nombre de colonnes en ne plaçant dans celles-ci que les trois premiers commutateurs du groupe de 4 commutateurs placés à gauche du 145151, la valeur du 4<sup>e</sup> commutateur étant donnée dans les lignes où figurent les valeurs des 3 commutateurs actifs placés à droite du 145151 (le dernier commutateur de droite servant comme d'habitude à éteindre 1 LED après vérification du verrouillage, ceci pour diminuer le

fréquence de l'émission, car cela est plus facile à utiliser, qu'il n'y a pas à faire de calcul mental sur le terrain pour soustraire 40 505 à chaque nouvelle combinaison d'émission et qu'en définitive, il importe peu de savoir sur le terrain que le VCO travaille en 31 495 kHz, lorsque l'on veut établir une liaison TX RX cohérente en 72 000 kHz ; cette façon d'indiquer est d'ailleurs tout aussi valable pour ce qui concerne notre RX 41 MHz publié en avril et où nous donnions pour l'indicateur un calcul mental à opérer (soustraction de 455) ;

— le récepteur proprement dit est bâti autour du MC 3357 déjà décrit ; à la broche 1 de cet IC<sub>3</sub>, nous avons laissé les différents composants L<sub>1</sub>, C<sub>26</sub>, R<sub>17</sub> assurant l'oscillation avec un

quartz éventuel : en effet, si l'on n'a pas de quartz 20 480, mais seulement un quartz 10 240 pour le synthé, on n'arrivera pas avec notre montage sans composant actif à quadrupler le 10 240 pour obtenir le 40 960 aux broches 1 et 2 de l'oscillateur du 3357 : en revanche, il faudra un quartz 40 960, partiel 3, de la bande allemande 40 MHz R/C, que l'on placera entre la broche 1 du 3357 et la masse, c'est-à-dire à l'emplacement précis du bobinage secondaire du pot TR<sub>5</sub> que l'on supprimera ainsi que les capacités C<sub>18</sub>, C<sub>34</sub> et C<sub>25</sub>, cette dernière étant remplacée par un strap.

Le montage et le fonctionnement du RX sont les mêmes que pour le 41 MHz : nous ne reviendrons donc pas dessus, sauf pour dire qu'ici le travail se fait en infradyne, c'est-à-dire que nous travaillons avec une fréquence HF 40 505 kHz arrivant à l'entrée HF du 3357, inférieure de 455 kHz à la fréquence de l'oscillateur local du même IC qui est 40 960 comme on l'a vu : alors que nous aurions travaillé en supradyné si nous avions choisi 41 415 supérieur de 455 kHz à cette même fréquence d'oscillateur local ; en infradyne nous constatons que pour un même réglage de l'émetteur, le signal FM démodulé recueilli au point commun à C<sub>38</sub>, R<sub>22</sub>, C<sub>37</sub>, est inversé par rapport à la même qualité de signal que l'on aurait obtenu en supradyné ; suivant cette constatation nous attaquons le décodeur CMOS 4015 en utilisant pour ce qui nous concerne le montage sans transistor inverseur ; néanmoins pour les modélistes ayant un cœur d'émission donnant des impulsions positives à la varicap de l'oscillateur de l'émetteur, nous avons conservé sur le circuit imprimé la possibilité de placer le dit transistor inverseur entre le 3357 et le 4015 (voir figure 6, implantation des composants où le transistor et les trois résistances nécessaires sont fictivement positionnées et se reporter au numéro d'avril où les deux montages sont schématisés et expliqués).

## Pots et filtre céramique : réalisation pratique

Nous jugeons utile de faire un paragraphe spécial sur ce sujet très important et souvent très méconnu :



malgré leur aspect solide, boîtier métallique, leur forme standard, les pots sont des objets fragiles, souvent très vulnérables aux agrégats d'huile ou d'humidité que les modélistes peu soigneux laissent pénétrer insidieusement dans les récepteurs, notamment par le bloc connecteur si cher aux constructeurs et si souvent manipulé par les modélistes avec des doigts humides d'huile de ricin ou du méthanol des moteurs thermiques... Bref les pots sont conçus pour donner des accords sur une plage de fréquence qui leur est spécifique, fréquence qui dépend du coefficient de qualité du noyau et de la coupelle ferrite, du nombre de spires bobinées sur le mandrin plastique, et de la capacité placée aux bornes de l'enroulement primaire dit bobinage d'accord.

On a la formule :

$$L (\mu H) \times C (pF) = \frac{10^6}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 (MHz)}$$

A haute fréquence  $L \times C$  est petit : par exemple, 1 microhenry et 15 pF pour un accord sur 41 093 kHz ; une goutte d'huile ou une oxydation entre les bornes du bobinage d'accord représenterait une capacité parasite de 0,2 pF et reporterait l'accord sur la fréquence 40 822 kHz pour un même réglage du noyau du pot : on voit le désastre que cela représente sur l'alignement du RX lorsque l'on sait qu'à 100 kHz du bon alignement un filtre céramique provoque un affaiblissement considérable du signal (division par 10 ou par 20 suivant la sélectivité du RX).

Toutes ces réflexions sont destinées à montrer que sur les pots que nous allons devoir bobiner (2 au minimum), il va falloir faire du travail soigné et que pour les capacités d'accord, il faudra sélectionner des petites capas précises et à coefficient de température nul ou presque (le sommet de ces petites capacités céramique est généralement recouvert de peinture noire).

La figure 4 donne les caractéristiques des pots et filtres employables (vues de dessus).

1)  $TR_1$  est le premier pot HF identique à celui du  $RX_9$  Thobois ; c'est un pot NEOSID 7FS1, noyau et coupelle peints en vert ; le plot 1 est relié au haut du bobinage, le plot 2 au bas du bobinage, le plot 3 est relié à une prise pratiquée à un tour du bas : on prend donc un fil émail soie de 30/

100 dont on soude une extrémité à 2, on fait une spire bien appliquée au bas du mandrin et on décape pour souder le bout de cette spire à 3, puis on repart de 3 et on fait 6 spires jointives bien appliquées entre elles et à la première, on soude l'extrémité à 1 ; on a donc en tout 7 tours, deux plots ou broches ne sont pas connectés, il n'y a pas de bobinage secondaire. On colle les spires au mandrin avec de la cire HF, on met la coupelle que l'on colle sur le mandrin avec la même cire, puis on remet le tout enfoncé au maximum dans le blindage ; on vérifie à l'ohmètre que les plots 1, 2 et 3 sont bien reliés entre eux, que les soudures sont bonnes et qu'il n'y a aucun court-circuit entre le bobinage et le blindage ; le plot est bon pour le service et cela n'a pris que 15 minutes.

2)  $TR_2$  est également un pot NEOSID identique au précédent ; entre 1 et 2 on bobine 7 spires jointives de même fil émail soie de 30/100 ; au milieu de ces 7 spires on bobine deux spires de même fil reliées aux plots 3 et 4 : on procède aux mêmes vérifications en s'assurant cette fois qu'il n'y a pas de court-circuit entre les deux bobinages primaire et secondaire ; si l'on dispose d'un inductancemètre tel que le TFX<sub>3</sub> décrit par Mr. THOBOIS, on pourra vérifier que pour  $TR_1$  et  $TR_2$ , on a environ 0,4 microhenry pour un vissage du noyau à moitié ; si l'on a la « flemme » de bobiner, on peut employer seulement pour  $TR_2$  un pot tout fait TOKO 113CN2K781DZ ou un TOKO 1420 de caractéristique inductive très voisine de  $TR_2$  : il faudra alors employer pour  $C_s$  une valeur de 15 pF.

3) Pour  $TR_3$  et  $TR_6$ , il s'agit de pots TOKO 113CN2K509DZ qui présentent l'originalité d'avoir le bobinage d'accord du côté où il y a seulement deux broches tandis qu'au secondaire on peut régler le couplage avec le primaire en utilisant les trois combinaisons possibles des broches 3, 4 et 5. Le 509 est remplaçable par un TOKO 113CN2K159DZ qui a sensiblement les mêmes caractéristiques inductives au bobinage d'accord : mais ce bobinage d'accord est situé du côté des 3 plots, la broche centrale n'étant d'ailleurs pas connectée ; du côté des 2 plots, on a le bobinage de couplage dont la caractéristique est la même que celle que l'on obtient en employant les plots 3 et 5 du 509 ; pour monter le 159 sur le circuit au lieu du 509, on coupera la broche centrale et tournera

le pot de telle manière que le côté 3 broches soit aux bornes des capacités d'accord, côté où il n'y a que deux trous percés dans le circuit imprimé.

4)  $TR_4$  est un pot NEOSID 7FS2, coupelle et noyau orange dont l'inductance est réglable entre 1,7 et 2  $\mu A$  ; on bobinera entre les plots 1 et 2, 13 spires de fil émail 15/100, en prenant les mêmes précautions que tout à l'heure pour la juxtaposition des spires, les soudures, le collage, les court-circuits.

5)  $TR_5$  a déjà été longuement décrit avec le convertisseur : mentionnons seulement qu'avec 200 tours de fil émaillé sur le pot 7FS2, noyau et coupelle orange, on obtient une valeur allant de 300 à 500 microhenrys, qu'on peut ajuster pour avoir le minimum de consommation du convertisseur ; attention au bobinage qui, cette fois, est à cheval entre la ligne des trois plots et celle des deux plots ; si on a encore la paresse de bobiner, on pourra prendre un pot MF appelé ici MF3 TOKO 4101 A (large coupelle blanche) : en effet, on achète normalement les pots MF par jeu de trois, un jaune, un blanc et un noir dont la combinaison permet le filtrage de plus en plus affiné sur la MF 455 kHz ; puisque nous allons utiliser le noir et le jaune pour les pots MF 1 et MF 2 à implanter sur le circuit, le pot blanc reste disponible : la capacité interne de 100 pF qu'il possède entre les plots 1 et 3 ne gêne pas l'application que nous allons en faire ; la grosseur du fil est suffisante pour le débit que l'on va demander au convertisseur ; le bobinage secondaire du pot sera inutilisé et sur le circuit imprimé les trous correspondant ne sont pas raccordés ; il faudra néanmoins démonter le pot en poussant sur le noyau (fragile) et au besoin en chauffant au fer à souder le blindage pour le décoller du plastique ; on coupera la broche centrale de la ligne de trois broches le plus court possible sans, bien sûr, interrompre le bobinage qui y est soudé et on replacera le blindage à 90° de la position normale, pour que l'ensemble rentre normalement dans les trous prévus sur le circuit imprimé. Noyau blanc vissé à fond, on obtient une inductance de 900 microhenrys ce qui est très bon pour le convertisseur.

6) Pour  $MF_2$  et  $MF_1$ , rien à signaler sinon qu'il faut respecter la couleur pour obtenir la meilleure sélectivité du RX ; un rapide calcul en em-



ployant la formule citée plus haut montre aussi que pour ces pots où on recherche l'accord sur 455 kHz,  $L \times C$  doit être égal à 55 670 : donc avec une capacité de 100 pF, l'accord sera obtenu avec environ 556 microhenrys ; une patte du boîtier de MF<sub>1</sub> doit être coupée.

Remarquons également que le secondaire de MF<sub>2</sub> n'est pas employé car MF<sub>2</sub> joue le rôle de discriminateur pour le démodulateur à coïncidence FM contenue dans le 3357. La marque MURATA fabrique depuis peu un discriminateur céramique spécialement construit pour s'adapter au 3357 et qui devrait donner des résultats bien meilleurs que le pot MF<sub>2</sub> en occupant un volume deux fois moindre ; le schéma du montage est donné figure 4 ; il est possible de trouver ce fameux discriminateur CDB 455 C7 chez un réparateur de radio cibiste où le 3357 est très employé, le 3357 comme son frère jumeau le 3359 (avec deux pattes de plus) ont en effet été conçus par MOTOROLA pour la C.B.

Venons en au filtre céramique : la maison MURATA a aimablement mis à notre disposition un jeu de filtres céramique, les plus sélectifs et les plus petits possibles ; nous avons essayé successivement le CFW 455 HT, le CFW 455 IT, le CFX 455 J (boîtier métallique) qui ont tous des cotes identiques (11 x 7 mm) et tous également des impédances d'entrée et de sortie égales à 2 kilohms ; les schémas de brochage se trouvent à la figure 4 : nous trouvons les caractéristiques et performances dans le tableau suivant, où les affaiblissements sont donnés par rapport à la fréquence centrale 455 kHz.

Les deux derniers filtres mentionnés ont été décrits dans notre récepteur 41 MHz et nous donnons ici leurs caractéristiques pour les comparer à celles des filtres que Murata Paris a

fait venir spécialement du Japon pour nos essais ; si l'on veut travailler en sécurité à 5 kHz d'un autre émetteur R/C, il est certain que le CFX 455 J est de loin le plus sélectif et le meilleur, malgré sa perte d'insertion nettement supérieure qui ne pose en réalité pas de problème compte tenu des amplificateurs à gain très grand contenus dans le 3357. Le CFW 455 HT se trouve couramment en France mais il est un peu moins sélectif que le CFW 455 IT plus difficile à approvisionner ; avec l'un et l'autre on peut travailler sans risque à 10 kHz d'écart d'une autre émission de même puissance : c'est pourquoi nous avons choisi d'implanter un de ces deux là sur le RX 72 ; car, après tout, il faut rester cohérent avec ce qui se passe sur un terrain : vous ne serez pas gêné avec votre RX supersélectif par le voisin à 5 kHz de vous, mais c'est vous qui vraisemblablement l'enverrez au tapis, comme en fait vous disposez du synthétiseur, vous avez toujours la possibilité de vous éloigner loin de toutes les fréquences en service à un moment donné, et de laisser la paix à vos voisins qui ne manqueront pas, la jalousie aidant, de vous imputer tous les brouillages pirate qui auront lieu...

Quant à votre RX 41 MHz, si vous l'avez déjà construit avec son synthétiseur, vous pouvez facilement y implanter un CFW 455 à la place du SFZ 455 et de sa capacité liant les deux éléments du filtre. Enfin pour terminer ce chapitre, signalons qu'il vous suffit de posséder un oscilloscope et un émetteur à synthétiseur pour vous placer aussi près que vous voulez d'une liaison TX RX en cours de fonctionnement et mesurer ainsi la sélectivité du RX qui vous sert habituellement : vous saurez très précisément à quelle distance d'émission vous ne serez pas gêné par un

autre émetteur, ce qui vous permettra de vérifier la publicité ou même les silences qui concernent ce sujet délicat.

## Réalisation pratique

Puisque nous avons déjà bobiné les pots, une bonne partie du travail fastidieux est fait ; les composants sont implantés sur du circuit époxy double face dont le recto ne sert en fait que de plan de masse, son tracé est donné figure 5. Tous les trous laissant passer les broches non à la masse des composants sont taraudés en laissant une pastille non cuivrée d'au moins deux millimètres de diamètre ; on crée une liaison masse recto masse verso à tous les endroits signalés par un x sur la figure 6 montrant l'implantation des composants. Il s'agit d'époxy épais de 15/10 mm de manière à conserver une bonne rigidité, à pouvoir creuser d'environ 1 mm l'emplacement de la capacité C<sub>30</sub> placé sous IC<sub>3</sub>, et faire des saignées de 2 mm de large dans le cuivre du recto pour placer deux straps sous IC<sub>4</sub> et un strap sous KTD04 vers la LED ; le strap entre la broche 28 de IC<sub>2</sub> et R<sub>10</sub> est exécuté en fil souple isolé ; puis on place le support de IC<sub>2</sub> qui doit être de la meilleure qualité avec des broches très rigides et très pinçantes ; on aura supprimé auparavant tout le plastique inutile assurant la liaison entre les deux rangées de broches, car nous avons à placer sous IC<sub>1</sub> le quartz et les capacités qui règlent sa fréquence d'oscillation. Après ce déblayage mécanique, on plante le convertisseur et on l'essaie pour vérifier qu'il donne bien 6,2 volts et non pas les 35 volts normalement disponibles en aval de R<sub>16</sub> lorsque la Zener n'est pas en place et qu'il n'y a aucune charge en aval ; on règle le

Filtre	Bande dans laquelle on a une atténuation de - 6 dB au-dessous du niveau minimum de la perte d'insertion (en kHz)	Atténuation de N dB d'écart par rapport à 455 kHz	Perte d'insertion (décibels)
CFW 455 HT	3 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 50 dB pour ± 9 kHz N = 60 dB pour ± 100 kHz	6 dB max
CFW 455 IT	2 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 50 dB pour ± 7,5 kHz N = 60 dB pour ± 100 kHz	6 dB max
CFX 455 J	1,5 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 70 dB pour ± 4,5 kHz N = 70 dB pour ± 100 kHz	8 dB max
CFU 455 IT	2 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 40 dB pour ± 7,5 kHz N = 35 dB pour ± 100 kHz	6 dB max
SFZ 455 A	3 dB d'atténuation pour 5 kHz de part et d'autre de 455 kHz	N = 23 dB pour ± 9 kHz N = 30 dB pour ± 100 kHz	6 dB max



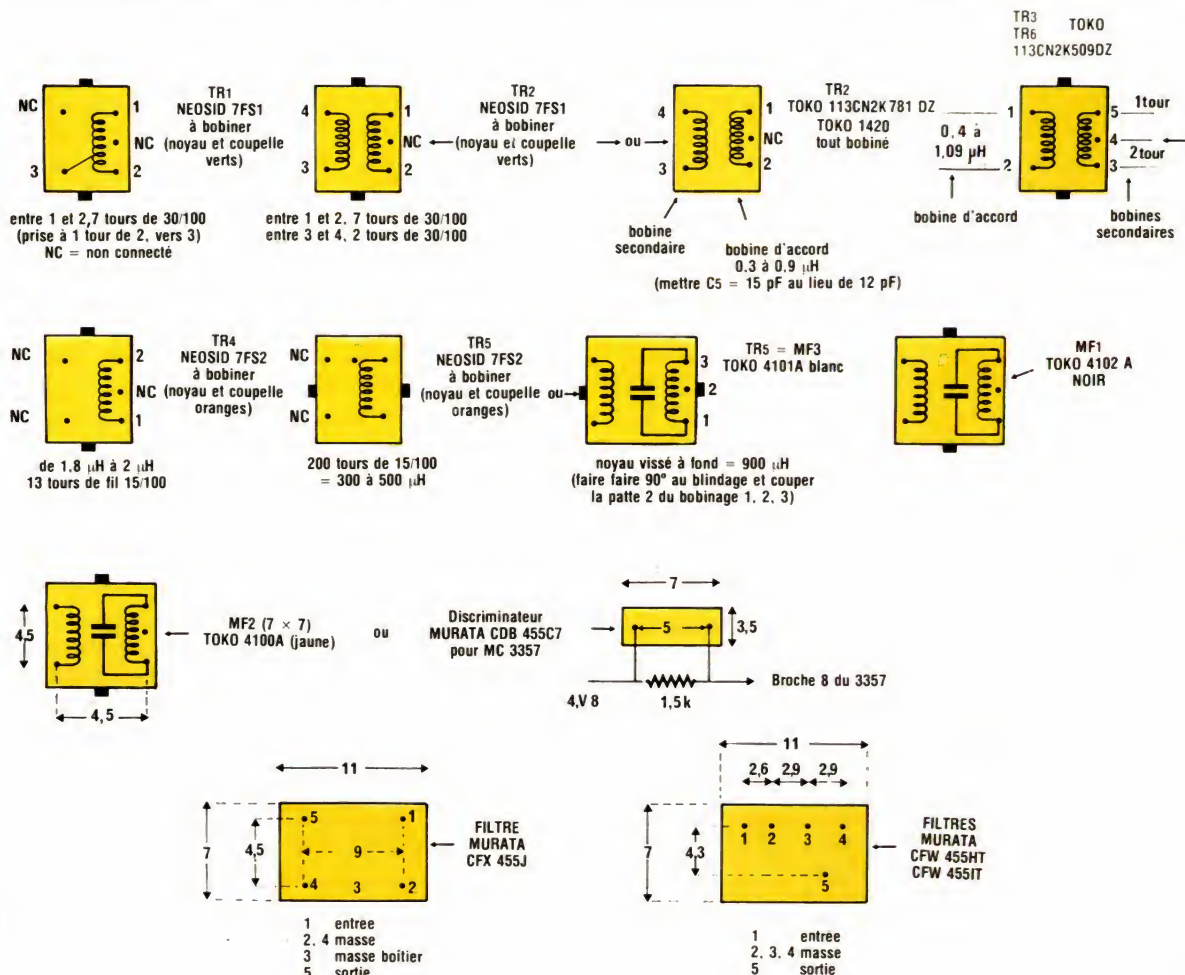


Figure 4

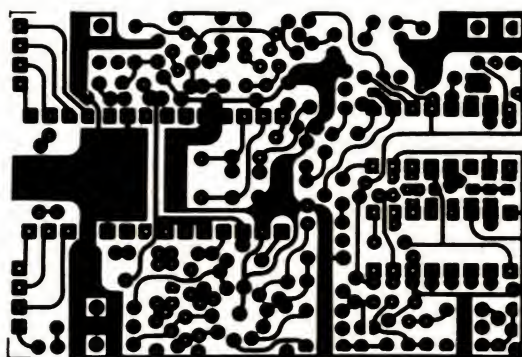


Figure 5

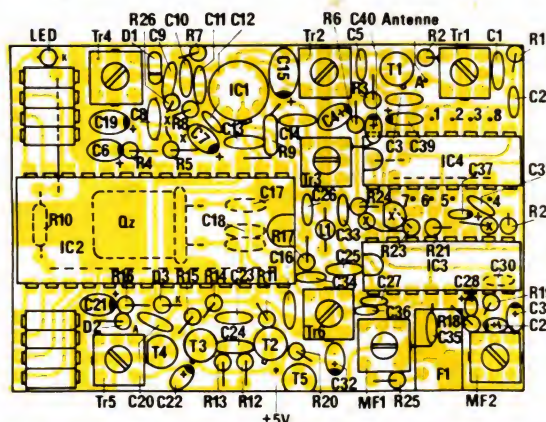


Figure 6

convertisseur pour que sa consommation ne dépasse pas 35 milliam-pères, en intervenant sur  $R_{13}$  et sur le noyau de  $TR_5$ .

Puis on câble le VCO mélangeur  $IC_1$  : on place le bas de  $IC_1$  à 1 mm au maximum du plan de masse, après avoir effectué la liaison masse recto masse verso sous  $IC_1$  ; on met du souplisseau isolant sur les broches de  $C_{15}$  et  $R_9$  qui se balladent entre  $IC_1$  et  $TR_2$  ; on soude les broches froides de  $C_7$  et  $R_8$  directement sur le plan de masse car il n'y a pas de trou pour les passer au verso.

Avant d'essayer la fonction VCO, il faut souder le quartz sur des chutes de résistance sortant des trous ad hoc, souder  $C_{17}$  et  $C_{18}$  et  $TR_5$  ; à ce sujet  $C_{18}$  a normalement une valeur de 39 pF, mais il est possible qu'avec certains quartz on n'obtienne une oscillation sur 20 480 précis qu'avec seulement 37 pF, donc on commence par mettre 33 pF en  $C_{18}$  et on procédera aux ajustements ultérieurs en mettant une autre capacité dans les deux trous voisins laissés libres pour le moment ; enfin notons que pour avoir un bon rendement



C<sub>18</sub> est reliée à la masse seulement au travers de l'enroulement primaire de TR<sub>6</sub>, ce qui signifie qu'en l'absence de TR<sub>6</sub> il n'y a pas d'oscillation et que le noyau de TR<sub>6</sub> sert non seulement à ajuster 40 960 à la broche 1 de IC<sub>3</sub> mais aussi à avoir 20 480 kHz précis comme fréquence d'oscillation du synthétiseur ; TR<sub>6</sub> étant donc placé, on peut maintenant vérifier le fonctionnement du couple VCO synthétiseur ; on programme comme l'on veut les KTD04 et après avoir mis sous tension, on vérifie à l'oscilloscope et à la LED que le signal de verrouillage à la broche 28 du 145151 est plat ; si tel n'est pas le cas, on recherche un signal plat en manœuvrant le noyau de TR<sub>4</sub> ; si cela ne se verrouille pas (LED émettant des flashes ou éclairant peu et l'oscilloscope montrant deux traits pointillés horizontaux), rechercher le mauvais montage ou la panne du côté de TR<sub>4</sub> ou du filtre passe-bas, R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>, C<sub>6</sub>, C<sub>7</sub>, C<sub>8</sub> qui transmet au VCO les impulsions d'asservissement générées par le 145151.

Procéder à la fin du montage en soudant C<sub>30</sub> (si ce n'est déjà fait quand on lui a fabriqué un logement sous IC<sub>3</sub>), souder IC<sub>3</sub> en ne le chauffant pas trop suivant les précautions d'usage (les risques de cet ordre ne sont pas très grands car la finesse du circuit oblige à employer un fer 30 ou 40 watts à panne fine si l'on ne veut pas établir de ponts de soudure entre les connexions) ; on soude MF<sub>1</sub> dont une patte de boîtier est coupée, on soude F<sub>1</sub> et MF<sub>2</sub>, puis les composants placés entre IC<sub>3</sub> et ses pots les plus proches, ces carcasses étant elles-mêmes toutes à la masse ; on placera un souplisseau sur la patte de R<sub>18</sub> qui risque de toucher MF<sub>2</sub>.

On câble IC<sub>4</sub> après avoir placé les deux straps sous lui, puis on câble les composants placés entre IC<sub>3</sub> et IC<sub>4</sub>, suivant que l'on désire inverser ou non le signal sortant de IC<sub>3</sub> : pour fixer les idées, si ce qui sort de IC<sub>3</sub> est négatif, il faut supprimer le transistor inverseur et monter seulement R<sub>21</sub>, R<sub>22</sub>, R<sub>23</sub>, R<sub>24</sub>, C<sub>37</sub>, C<sub>38</sub>, C<sub>39</sub>, et mettre un petit strap entre la broche 13 de IC<sub>3</sub> et les broches 1 et 9 de IC<sub>4</sub>.

Enfin on termine le câblage par TR<sub>3</sub> et l'entrée HF T<sub>1</sub>, TR<sub>1</sub>, TR<sub>2</sub> etc... : la patte froide de R<sub>2</sub> est soudée à la carcasse de TR<sub>1</sub>, celle de C<sub>40</sub> est soudée à la carcasse de TR<sub>3</sub> ; un souplisseau est placé sur la patte de R<sub>6</sub> qui risque de toucher TR<sub>2</sub>.

Pour faciliter le câblage, il faut employer des composants très petits, en particulier des résistances 1/8 watt partout où sur la nomenclature

rien n'est spécifié et des capacités tantale goutte isolées à de faibles tensions en particulier pour les 47 microfarads qui sont isolés à 6,8 volts. Les grosses capacités céramique isolées à 63 volts ou plus sont à proscrire : elles peuvent créer des accrochages ou des mauvais fonctionnements du RX.

On lime les soudures, on nettoie le verso à l'acétone pour pouvoir examiner minutieusement le circuit avant de mettre sous tension ; puis on câble la filasse suivant le nombre de voies utilisées, et on soude l'antenne de fil souple de 1 mètre de longueur.

## Réglages finaux

Le convertisseur, le VCO et le synthé étant supposés marcher, on place le fréquencemètre à la sortie de TR<sub>6</sub>, on ajuste TR<sub>6</sub> et s'il le faut la capacité C<sub>18</sub> pour obtenir exactement 40 960 kHz : à ce sujet on remarque que si l'on a par exemple 40 970 cela donnerait 20 485 à l'oscillateur du synthé ; le pas serait donc de  $20\,485 / 8\,192 = 2,5006103$ , c'est-à-dire un peu plus grand que la normale : si la fréquence de l'émetteur est par exemple exactement 72 000, le VCO et le synthé dont les diviseurs par N sont par définition exacts vont travailler sur  $N \times 2,5006103 = 12\,958 \times 2,5006103 = 31\,502,688$  au lieu de travailler sur 31 495 kHz ; le premier changement de fréquence s'effectuera à  $72\,000 - 31\,502,688 = 40\,497,311$  au lieu de 40 505. Le deuxième changement donnera  $40\,970 - 40\,497,311 = 472,68855$  : au lieu de 455 kHz soit 17,68855 kHz en trop ; donc pour 5 kHz d'écart au synthétiseur on obtient une erreur multipliée par 3,5 au bout du deuxième changement, lorsque l'on travaille en infradyne, mais, l'erreur est de même sens.

Refaisons les calculs pour voir ce que cela donnerait si l'on travaillait en supradyné : pour la même erreur de 5 kHz au synthé, on a 20 485, le pas sera de  $20\,485 / 8\,192 = 2,5006103$  ; le diviseur N est ici 12 234, donc la fréquence VCO sera  $12\,234 \times 2,5006103 = 30\,592,466$  au lieu de 30 585 ; le premier changement donne  $72\,000 - 30\,592,466 = 41\,407,533$  au lieu de 41 415 ; le deuxième changement donne  $41\,407,533 - 40\,970 = 437,53359$  soit 17,46 kHz en dessous de 455 kHz ; l'erreur finale est un tout petit peu moins grande (2/10<sup>e</sup> en moins) ; mais

ce gain est négligeable compte tenu de ce que l'erreur initiale de 5 kHz est aussi multipliée par un facteur de l'ordre de 3,5 ; on note toutefois que l'erreur finale est en supradyné de sens contraire à l'erreur initiale.

Tout ce calcul montre la très grande importance que l'on doit attacher à régler l'horloge 20 480 de manière très précise et surtout en employant des capacités à coefficient de température nulle pour C<sub>17</sub> et C<sub>18</sub> ; après avoir fait un réglage minutieux sur 40 960, on chauffera au fer à souder les pieds de C<sub>17</sub> et C<sub>18</sub> ; pour observer si l'horloge centrale est saine ou si elle se comporte comme un savonnette ; en tout état de cause il n'est pas prouvé qu'avec deux quartz ayant chacun leur dérive propre on obtienne un meilleur résultat : tout dépend en effet de l'horloge du synthé.

Pour rester cohérent avec le filtre céramique employé, il ne faut pas excéder à son niveau plus de 500 Hz d'erreur, c'est-à-dire que l'horloge du synthé ne doit pas excéder une erreur de  $500 / 3,5 = 142$  Hz : le réglage est donc pointu... Il faut s'arranger pour augmenter C<sub>18</sub> de manière que le noyau de TR<sub>6</sub> soit légèrement sorti et puisse être énergiquement collé avec de la cire HF.

Le plus difficile est fait ; on programme les commutateurs DIL pour être cohérent avec l'émission du TX, on vérifie à nouveau le verrouillage du VCO, on met en route l'émetteur, on branche l'oscilloscope au point commun à R<sub>22</sub>, C<sub>37</sub>, C<sub>38</sub> et l'on recherche les impulsions en agissant d'abord sur MF<sub>2</sub> puis sur MF<sub>1</sub>, on éloigne l'émetteur et dès que les impulsions disparaissent on affine les réglages de TR<sub>1</sub>, TR<sub>2</sub>, MF<sub>1</sub> pour qu'il réapparaisse dépouillé de toute herbe ; on évacuera l'herbe à l'aide de TR<sub>3</sub> à la sortie duquel on doit obtenir 40 505 vérifié au fréquencemètre ; on terminera par les réglages fins de TR<sub>1</sub> et TR<sub>2</sub> le RX étant éloigné de masses métalliques, l'oscillo et le fréquencemètre coupés et déconnectés du RX, à l'aide d'un contrôleur à fils courts placé à la sortie de IC<sub>3</sub> en éloignant l'émetteur de plus en plus ; au point commun de MF<sub>1</sub> et R<sub>25</sub> on doit avoir l'amplitude maximum en affinant les réglages de TR<sub>1</sub>, TR<sub>2</sub>, MF<sub>1</sub> et TR<sub>3</sub>.

## Conclusion

Voici terminées les descriptions des liaisons TX RX en 41 et en 72 à



synthèse de fréquence ; nous sommes persuadés que quoique l'on dise maintenant sur la complication de nos ensembles, le travail difficile et original qui vient d'être fait préfigure l'avenir : c'est-à-dire que la synthèse de fréquence s'imposera d'elle-même en R/C comme elle s'est imposée en C.B. Elle s'imposera soit avec les synthétiseurs, soit sous une forme plus simple avec des quartz programmables qui commencent à sortir au Japon : ce genre de quartz devrait permettre une dizaine de combinaisons dans une bande de fréquence déterminée ; mais il y a peu de chances que nous en voyons la couleur et l'application possibles en France avant quelques années. Nous resterons délibérément à l'affût dans ce domaine et nous vous tiendrons au courant.

De votre côté si vous avez été intéressés par ces lignes ou si vous avez réalisé un des ensembles décrits, faites connaître vos observations, et si en plus vous avez des idées ou des solutions élégantes et efficaces pour remplacer par exemple cet encombrant convertisseur qui nous fait mal ou simplifier et rendre plus logique l'emploi du synthé ne manquez pas de nous en faire part ; il n'y a rien de tel que la solitude et l'absence d'échanges pour tarir la pensée ou conduire à des solutions contestables.

**CRESCAS**

**N.B. :** Il est évident que ce RX 72 est transformable très rapidement en 41 MHz à double changement de fréquence avec :

— un quartz 10 240 kHz pour le synthé,

— un premier changement de fréquence à 10,695 kHz : donc TR<sub>3</sub> et C<sub>14</sub> sont remplacés par un filtre céramique CFSE 10,695 comme dans le RX<sub>9</sub> et deux résistances de 330 Ω,

— le synthé fonctionnera de 41 000 – 10,695 = 30 305 kHz à 41 200 – 10,695 = 30 505 kHz pour 1 MHz de moins qu'en 72, le synthé n'a pas besoin d'être modifié non plus que le VCO et son filtre passe-bas,

— les accords des pots HF sont faits sur 41 en augmentant les capacités aux bornes de bobinages à accord suivant la formule déjà citée : le rapport des capacités est égal à l'inverse du rapport des carrés des fréquences,

— accord de TR<sub>6</sub> sur 10 240, ou suppression de TR<sub>6</sub> si on refait le circuit imprimé en réduisant son encombrement, mais en conservant les dispositions respectives des 3 parties du CI.

## Nomenclature

### Résistances

R<sub>1</sub> : 470 Ω  
R<sub>2</sub> : 8,2 kΩ  
R<sub>3</sub> : 27 kΩ  
R<sub>4</sub> : 10 kΩ  
R<sub>5</sub> : 10 kΩ  
R<sub>6</sub> : 47 Ω, 1/4 W  
R<sub>7</sub> : 680 Ω  
R<sub>8</sub> : 680 Ω  
R<sub>9</sub> : 680 Ω, 1/4 W  
R<sub>10</sub> : 330 Ω  
R<sub>11</sub> : 100 kΩ  
R<sub>12</sub> : 10 kΩ  
R<sub>13</sub> : 180 kΩ (texte)  
R<sub>14</sub> : 10 kΩ  
R<sub>15</sub> : 1 kΩ, 1/4 W  
R<sub>16</sub> : 100 Ω, 1/4 W  
R<sub>17</sub> : 10 kΩ  
R<sub>18</sub> : 2 kΩ  
R<sub>19</sub> : 47 kΩ  
R<sub>20</sub> : 470 Ω, 1/4 W  
R<sub>21</sub> : 150 kΩ  
R<sub>22</sub> : 2,2 kΩ  
R<sub>23</sub> : 1 kΩ  
R<sub>24</sub> : 47 kΩ  
R<sub>25</sub> : 2 kΩ  
R<sub>26</sub> : 100 kΩ

2 × 4 contacteurs  
DIL OTAX KTD04  
Support IC 28 pattes

### Circuits intégrés

IC<sub>1</sub> : SO42E (boîtier métal)  
IC<sub>2</sub> : MC 145151 (P ou C)  
IC<sub>3</sub> : MC 3357 P  
IC<sub>4</sub> : CMOS 4015

### Diodes

D<sub>1</sub> : Varicap BB 105  
D<sub>2</sub> : 1N4148  
D<sub>3</sub> : Zener 6,2 volts  
LED : 3 mm Ø

### Self

L<sub>1</sub> : 2,2 µH surmoulée

### Filtres

F<sub>1</sub> : Ceramic Filter MURATA (voir texte) CFW 455 HT ou CFW 455 IT ou CFX 455 J

### Transistors

T<sub>1</sub> : BF200  
T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> : BC 178 (PNP)  
T<sub>4</sub>, T<sub>5</sub> : BC184 (NPN)

### Transformateurs

TR<sub>1</sub> : Neosid 7FS1 (à bobiner)  
TR<sub>2</sub> : Neosid 7FS1 (à bobiner) ou TOKO 113CN2K781DZ ou TOKO 1420  
TR<sub>3</sub> : TOKO 113CN2K509DZ

TR<sub>3</sub> : TOKO 113CN2K509DZ  
TR<sub>6</sub> : TOKO 113CN2N509DZ  
TR<sub>4</sub> : Neosid 7FS2 (à bobiner)  
TR<sub>5</sub> : Neosid 7FS2 (à bobiner)  
MF<sub>1</sub> : TOKO 4102A (noir)  
MF<sub>2</sub> : TOKO 4100A (jaune)  
**Eventuellement :**  
MF<sub>3</sub> : TOKO 4101A (blanc) pour TR<sub>5</sub>  
Discriminateur MURATA  
CDB 455 C7 pour remplacer MF<sub>2</sub> : TOKO 4100A (voir texte)

### Quartz

Quartz : 20 480 kHz (COPELEC, 31, rue Cousté, Cachan)

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 15 pF, céramique  
C<sub>2</sub> : 0,1 µF, tantale  
C<sub>3</sub> : 0,1 µF, tantale  
C<sub>4</sub> : 10 µF, tantale  
C<sub>5</sub> : 15 pF, céramique  
C<sub>6</sub> : 4,7 µF, tantale  
C<sub>7</sub> : 330 nF, tantale  
C<sub>8</sub> : 10 nF, céramique  
C<sub>9</sub> : 1 nF, céramique  
C<sub>10</sub> : 12 pF, céramique  
C<sub>11</sub> : 33 pF, céramique  
C<sub>12</sub> : 12 pF, céramique  
C<sub>13</sub> : 1 nF, céramique  
C<sub>14</sub> : 15 pF, céramique  
C<sub>15</sub> : 47 µF, tantale  
C<sub>16</sub> : 1 nF, céramique  
C<sub>17</sub> : 33 pF, céramique  
C<sub>18</sub> : 39 pF, céramique (texte)  
C<sub>19</sub> : 47 µF, tantale  
C<sub>20</sub> : 0,1 µF, tantale  
C<sub>21</sub> : 4,7 µF, tantale  
C<sub>22</sub> : 10 µF, tantale  
C<sub>23</sub> : 150 pF, céramique  
C<sub>24</sub> : 150 pF, céramique  
C<sub>25</sub> : 68 pF, céramique  
C<sub>26</sub> : 10 nF, céramique  
C<sub>27</sub> : 33 pF, céramique  
C<sub>28</sub> : 1 µF, tantale  
C<sub>29</sub> : 1 µF, tantale  
C<sub>30</sub> : 10 pF, céramique  
C<sub>31</sub> : 4,7 µF, tantale  
C<sub>32</sub> : 47 µF, tantale  
C<sub>33</sub> : 10 nF, céramique  
C<sub>34</sub> : 15 pF, céramique  
C<sub>35</sub> : 47 nF, céramique  
C<sub>36</sub> : 22 pF, céramique  
C<sub>37</sub> : 1 µF tantale  
C<sub>38</sub> : 47 nF, céramique  
C<sub>39</sub> : 0,1 µF, tantale  
C<sub>40</sub> : 47 µF, tantale

(Toutes les tantales en particulier les 47 µF sont isolés au voltage le plus bas : 6,8 volts compatible avec l'encombrement, idem pour les céramiques)







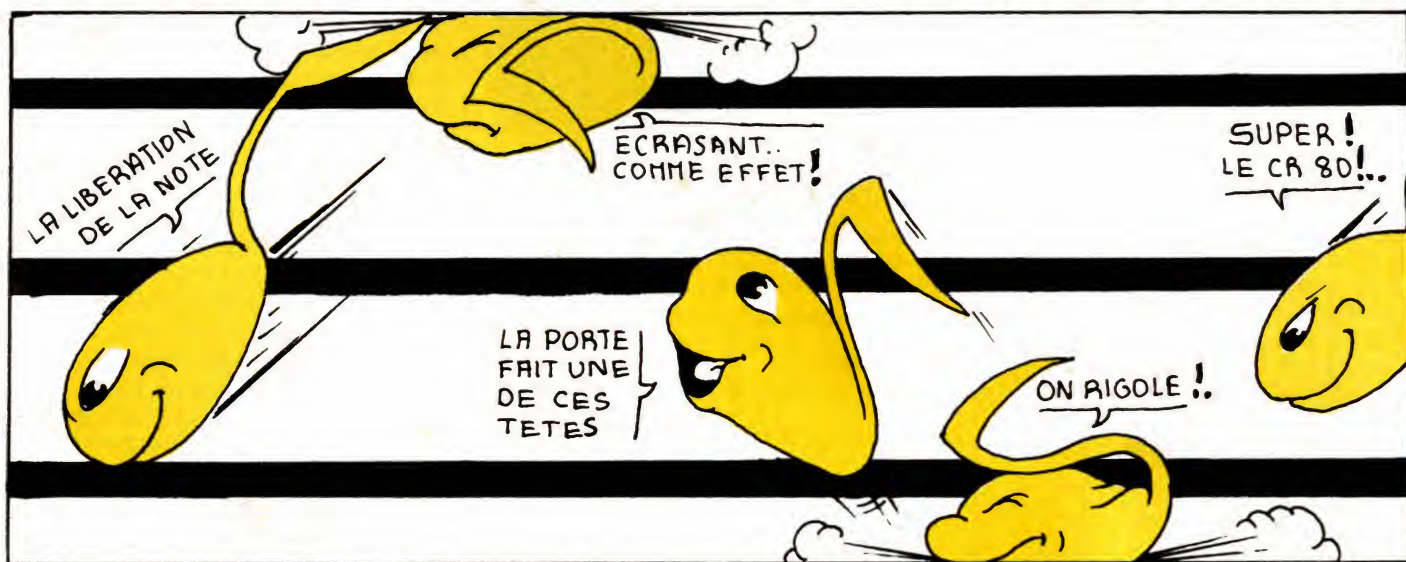
## Unité de réverbération Flanger CR 80

3<sup>e</sup> (et dernière) partie

Temps 

Difficulté 

Dépense 



Comme promis, dans cette dernière partie nous allons étudier l'interconnexion des circuits décrits précédemment puis la procédure de réglage de la carte audio, et la réalisation mécanique ; nous fournirons également des relevés de mesures sur notre prototype et quelques conseils d'utilisation. Mais d'abord, faisons un petit retour sur la carte horloge décrite dans notre numéro précédent.

### La carte horloge

Il est absolument impératif, avant de procéder à la mise en coffret et à l'interconnexion générale, de relier électriquement par un fil le corps des 4 potentiomètres  $P_1$  à  $P_4$  de la carte horloge et de connecter l'une des extrémités de ce fil à la masse générale sur la même carte. Pour ce faire, on déposera une goutte de soudure sur le boîtier de chaque potentiomètre et on utilisera un fil dénudé à la bonne longueur et préalablement étamé. Nous verrons le pourquoi de cette opération ultérieurement ; notons qu'elle n'est pas représentée sur les photos.



D'autre part,  $R_{12}$  de la carte horloge peut descendre en dessous de  $1\text{ M}\Omega$  pour l'obtention de la fréquence horloge  $\phi_B$ . Aux mesures,

nous avons pris pour  $R_{12}$ :  $470\text{ k}\Omega$ ; en fait cela dépend de la précision du condensateur  $C_4$ , l'essentiel est d'avoir une fréquence horloge dans la fourchette indiquée précédemment. Quant à  $\phi_A$ , suivre la procédure décrite, il ne doit y avoir aucun problème.

### Interconnexion générale

Nous brûlons les étapes en ne respectant pas tout à fait l'ordre chronologique car il est évident que ce n'est qu'une fois la mécanique du coffret réalisée et les cartes installées à l'intérieur que l'on peut procéder à



l'interconnexion générale. Rassurez-vous, la description mécanique suit. Il y a 3 opérations d'interconnexion :

— Liaisons entre la carte audio et les divers inverseurs et prises d'entrée-sortie.

— Liaisons entre la carte audio et la carte alimentation-horloge.

— Liaisons entre la carte vu-mètre, la carte audio et la carte horloge. Connexion du transfo d'alimentation à la carte horloge.

La première opération est décrite à la **figure 1** qui, nous le pensons, est assez explicite. Quelques remarques en passant :

— Pour la prise d'entrée, nous avons utilisé une prise XLR3 femelle et pour la prise de sortie une XLR3 mâle. Ces prises sont assez coûteuses mais présentent le grand avantage d'être à la fois verrouillables et ultra-robustes. Nous vous les conseillons vivement, n'oubliez pas

à propos que l'entrée s'effectue sur 3 fils car elle est symétrique. A la rigueur, vous pouvez prendre des prises DIN verrouillables à 3 broches ; elles sont sensiblement moins chères. Par contre, les jacks sont à éviter à cause des risques de bouclage par le châssis.

— Particulièrement si vous utilisez le CR 80 en entrée de sensibilité micro, la liaison entre carte audio et prise d'entrée devra faire appel à du fil blindé (2 conducteurs plus masse).

— Les autres liaisons seront faites en fil de câblage et ce n'est pas parce que nous ne l'avons pas fait partout qu'il est interdit d'employer à chaque fois un fil de couleur différente.

— Torsader ensemble les 3 fils allant vers chaque inverseur et faites des liaisons courtes.

— La liaison entre Xs et la prise de sortie devra être un peu éloignée du point A1. Le fil passera à gauche de

la cosse EA puis entre le NE570 et C34 pour rejoindre par un coude à 90° le point Xs (ou Xs, c'est la même chose). Le fil de masse sur la prise de sortie sera torsadé en rang serré autour du fil Xs jusqu'à l'arrivée de ce dernier sur la carte audio.

— Enfin, pour l'instant, ne pas faire de liaisons avec l'inverseur INV1 ni entre les points XM et EA. Ces liaisons seront effectuées après la procédure de mise au point de la carte audio.

Passons maintenant si vous le voulez bien à la **figure 2**. Il y a au total 7 liaisons à faire entre carte audio et carte horloge-alimentation, à savoir :

3 fils d'alimentation (+ 15 volts, - 15 et 0 volts), deux fils  $\varnothing_A$  sur A1 et A2 et deux fils  $\varnothing_B$  sur B1 et B2. Reprendre nos numéros précédents pour repérer ces points. Notons que A1 est interchangeable avec A2, même chose entre B1 et B2. Ici l'ordre n'intervient pas, les deux horloges étant entièrement indépendantes. Par contre, nous allons mettre le doigt sur un gros problème facilement résoluble par quelques précautions. De quoi s'agit-il ? Les signaux d'horloge sont des tensions à la fois de forte amplitude, à fronts raides, et pouvant atteindre plus de la centaine de kHz en fréquence. Ce type de signal est extrêmement néfaste au voisinage de circuits audio. En effet, sans liaison électrique et simplement par induction électromagnétique, vous risquez, si vous ne prenez aucune des précautions que nous vous indiquons, de perdre une bonne vingtaine de décibels de rapport signal sur bruit en sortie du CR 80 avec des fréquences d'horloge élevées. Ceci est d'autant plus gênant que la perturbation est inaudible de par sa fréquence mais peut entraver le bon fonctionnement en liaison avec des appareils extérieurs : par exemple, un ampli de puissance. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, ce n'est pas, même en sensibilité micro, sur les circuits d'entrée que l'induction se fait (en raison de l'entrée symétrique et de l'utilisation de blindé) mais sur l'électronique de sortie. En définitive, avouez qu'il est rageant d'avoir réduit le bruit de fond des lignes à retard par un compresseur-expandeur pour ensuite en perdre le bénéfice. Mais assez parlé, voici la liste des précautions dont certaines ont déjà été vues :

— Connexions les plus courtes quand c'est possible et éloignement des fils véhiculant la tension audio

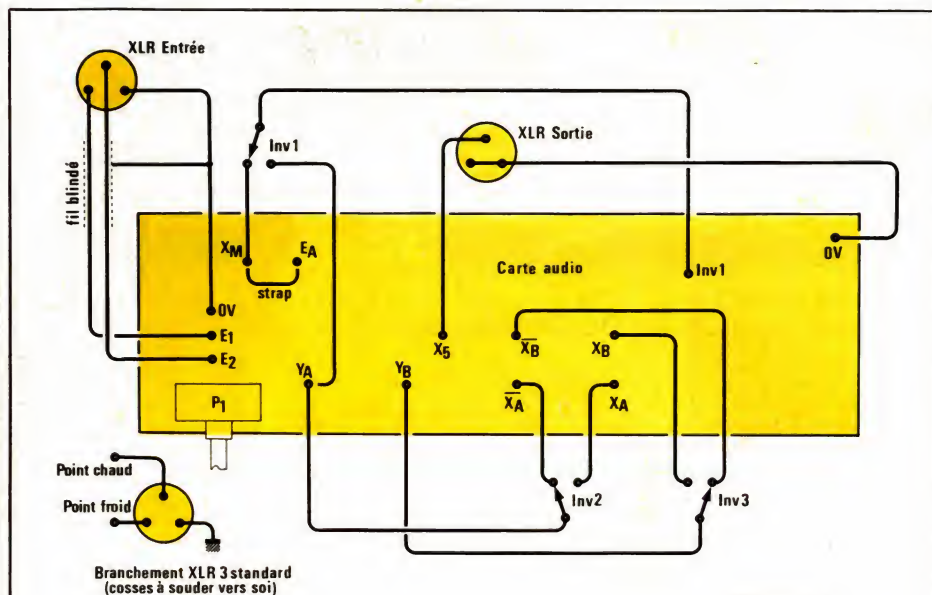


Figure 1

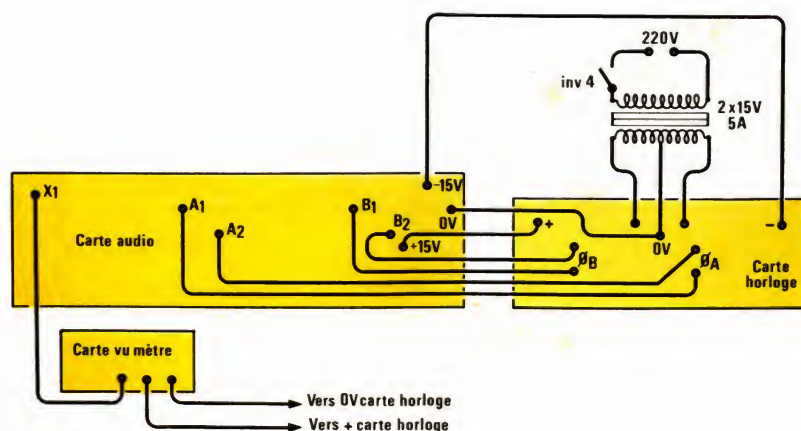


Figure 2



de ceux transportant les signaux horloge. D'où le trajet conseillé auparavant pour Xs avec une torsade de masse autour sur une partie de son parcours.

— Bien torsader ensemble les fils  $\varnothing_A$  d'une part et  $\varnothing_B$  d'autre part. N'oublions pas en effet que chaque horloge délivre deux signaux en opposition de phase donc les effets d'induction s'annulent.

— P<sub>1</sub> à P<sub>4</sub> de la carte horloge se comportent comme de véritables antennes. En reliant les boîtiers de ces quatre composants à la masse générale, on forme un blindage très efficace.

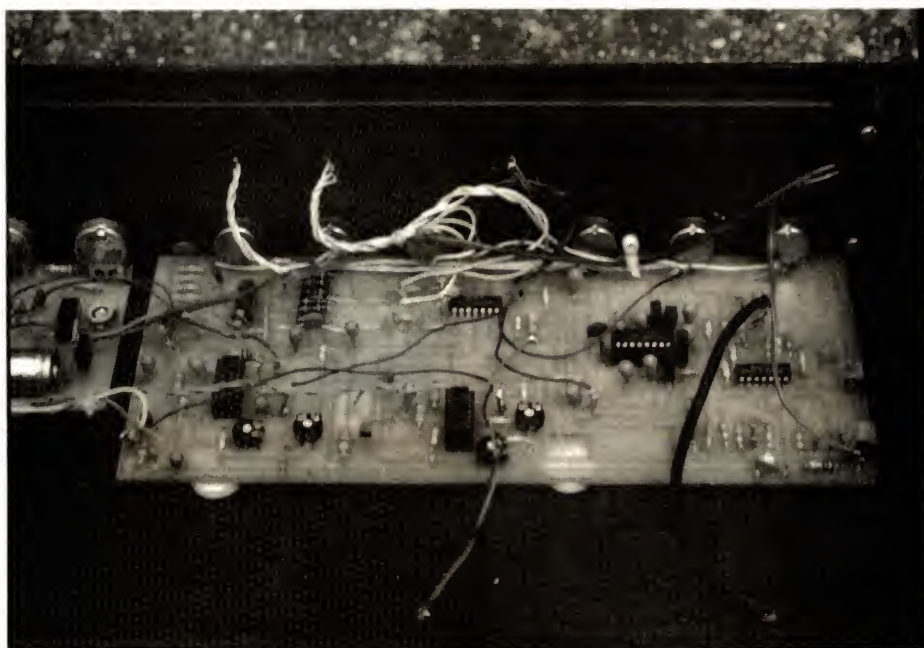
Voilà la liste des précautions terminées, avouez que ce n'est pas bien difficile et c'est très payant. Pour faire plus propre, utilisez chaque fois que possible du serre-câble comme présenté sur les photos.

Restent les liaisons avec le circuit vu-mètre dont les fils ont été soudés avant installation dans le coffret. Ici pas de problèmes, deux connexions à faire vers la carte horloge (0 et + 15 volts) et une vers la carte audio (point X<sub>1</sub> en haut à gauche). Enfin, on terminera avec les trois fils venant du transfo et allant vers la carte horloge.

## Mise au point de la carte audio

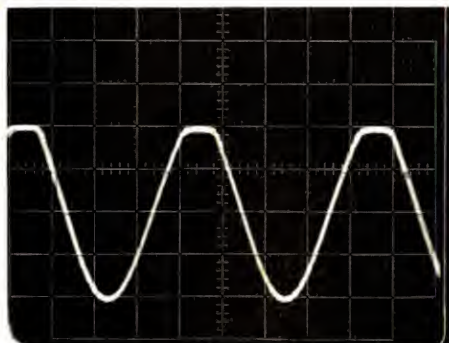
Rappelons que les fréquences de la carte horloge sont dans les fourchettes indiquées, c'était l'objet d'un chapitre dans le précédent numéro. Reste à régler la carte audio. Tout d'abord, notre prototype est en sensibilité micro, on injecte environ 2 mV en sinusoïdal à 1 kHz sur l'entrée du CR 80. On doit observer l'allumage du vu-mètre, **seul P<sub>1</sub> de la carte audio étant ouvert**. On verra, grâce à un oscilloscope, le signal amplifié au point X<sub>M</sub>. Notez que sur l'entrée, point froid et masse sont reliés car un générateur BF est en général à sortie asymétrique. Vers 5 kHz, l'amplitude du signal sur X<sub>M</sub> doit chuter, le filtre d'entrée agit.

Maintenant seul P<sub>5</sub> de la carte audio et P<sub>4</sub> de la carte horloge sont complètement ouverts, les autres réglages sont au minimum, RV<sub>1</sub> et RV<sub>2</sub> (carte audio) sont en position médiane. On injecte le signal du générateur sur le point E<sub>A</sub> à une fréquence de quelques centaines de



Hertz et à une amplitude proche du volt. L'oscilloscope est relié à la sortie Xs. En jouant sur l'amplitude du générateur et sur RV<sub>1</sub>, l'écrêtage qui ne manquera pas de se produire doit être entièrement symétrique. Maintenant (n'oubliez pas P<sub>4</sub> horloge à fond), il y a de fortes chances que la tension de sortie soit « dentelée » (superposition du résidu horloge au signal audio). Éliminer la « dentelure » au moyen de RV<sub>2</sub>, au besoin jouez sur la base de temps de l'oscilloscope et la fréquence du générateur dont on aura un peu diminué l'amplitude pour ne plus avoir d'écrêtage. Attention, le réglage RV<sub>2</sub> est très pointu ! Revenir ensuite sur RV<sub>1</sub> puis sur RV<sub>2</sub> pour peaufiner la symétrie d'écrêtage et l'élimination de l'horloge. Le retard A (IC<sub>3</sub>) est correctement ajusté, passons à B.

Oscillogramme 1

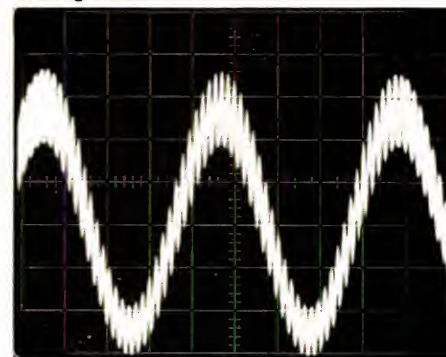


Mauvais réglage de RV<sub>1</sub> ou de RV<sub>3</sub>, l'écrêtage est asymétrique (ici sur les crêtes positives). Fréquence 250 Hz.

Cette fois, P<sub>6</sub> (carte audio) et P<sub>1</sub> (carte horloge) sont les seuls réglages au maximum, le générateur BF

est relié à l'entrée INV<sub>1</sub> au voisinage de IC<sub>4</sub> (ligne à retard B) et la sonde de l'oscilloscope ne bouge pas de place. La procédure de mise au point est rigoureusement identique à ce que nous avons vu précédemment : RV<sub>1</sub> devient RV<sub>3</sub> et RV<sub>2</sub> devient RV<sub>4</sub>. Quand tout cela est terminé, il ne reste plus qu'à relier par un petit strap X<sub>M</sub> à E<sub>A</sub> ainsi que l'inverseur INV<sub>1</sub> (voir figure 1), les oscillogrammes vous aideront à faire vos réglages.

Oscillogramme 2



Superposition de la fréquence horloge et du signal audio (retard maximum) : mauvais réglage de RV<sub>2</sub> ou de RV<sub>4</sub>. Fréquence 250 Hz.

## La mécanique

Le coffret retenu est un modèle rack 19 pouces 2 unités encastrable avec des poignées, la référence est ER48/09 et le fabricant ESM. Ce type de rack est fort bien distribué et très esthétique. Une façade noire sera de plus bel effet pour le CR 80.

Les plans de perçage de la face avant et de la contre-face sont don-



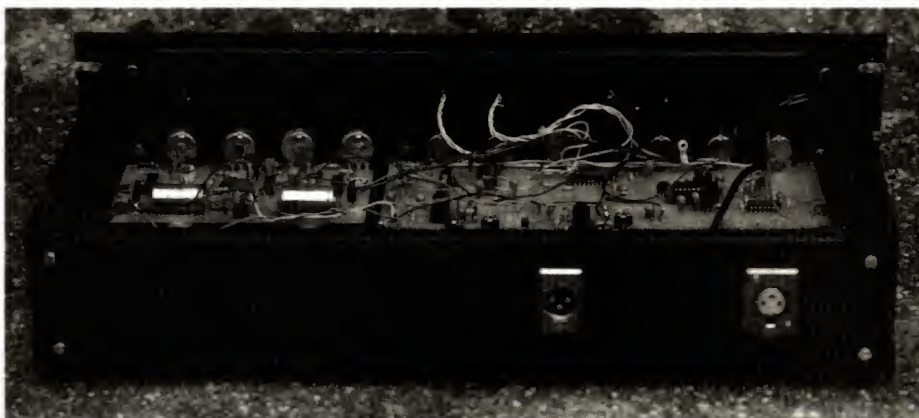
nés à la **figure 3**, ceux de la face arrière à la **figure 4**. Certaines remarques doivent être faites :

— Les potentiomètres sont vissés sur la contre-façade et les inverseurs sur la façade. Les circuits imprimés sont donc à plat sauf le circuit imprimé du vu-mètre placé entre face avant et contre-façade en position verticale.

— Les potentiomètres sont tous des modèles pour circuits imprimés, ceux que nous avons utilisés pour la carte audio sont des modèles miniatures d'origine japonaise, alors que ceux de la carte horloge sont des modèles classiques. Cela explique que les perçages  $P_1$  à  $P_6$  d'une part,  $P_1$  à  $P_4$  (carte horloge) d'autre part, soient d'un diamètre différent sur la contre-façade. A vous de choisir vos composants et d'y adapter vos diamètres de perçage ; seule contrainte :  $P_1$  à  $P_6$  de la carte audio doivent être d'excellente qualité car recevant des tensions audio.

— Les perçages de la face arrière sont adaptés à des prises XLR3 dont le diamètre est malheureusement important. Si vous utilisez par exemple de la DIN verrouillable, songez à modifier le diamètre des trous.

— Pour loger la carte vu-mètre, contre-façade et façade seront éloignées de quelques millimètres supplémentaires grâce à 4 écrous  $\varnothing$  4 mm vissés sur les 4 axes de poinçonnée.



— Les inverseurs INV<sub>1</sub>, 2, 3 et 4 seront des modèles subminiatures, l'ordre se fait en partant de la gauche, face avant devant vous. Ces composants seront vissés sur la façade.

— Enfin, il est possible que les dix trous des diodes LED, suivant le modèle que vous employez, devront être alésés d'un demi-millimètre.

— Afin d'éloigner les circuits horloge et audio du fond du coffret, même en cas de choc, nous avons pris des rondelles autocollantes en feutre. On en placera quelques-unes sur le pourtour de ces circuits avec une goutte d'araldite. Même chose pour le circuit vu-mètre de façon à bien l'immobiliser entre façade et contre-façade. Attention, bien vérifier qu'il n'y a pas de court-circuits possibles.

— Enfin, les fils à la bonne longueur seront soudés sur le circuit vumètre (liaisons horloge-alimentation

et carte audio) et passés par le trou prévu à cet effet en contre-façade.

Nous rappelons le rôle des divers réglages en vue d'une éventuelle sériographie :

Pour la carte audio

P<sub>1</sub> : niveau d'entrée général.

P<sub>2</sub> : réinjection retard A (recirculate A).

P<sub>3</sub> : réinjection retard B (recirculate B).

P<sub>4</sub> : niveau de sortie direct.

P<sub>5</sub> : niveau de sortie retard A.

P<sub>6</sub> : niveau de sortie retard B.

### Pour la carte horloge

$P_1$  : durée retard B.

$P_2$  : taux de modulation retard A.

$P_3$ : vitesse de modulation retard  $A_1$ .

P<sub>4</sub> : durée retard A.

Enfin :

INV<sub>1</sub> : mode croisé ou série.

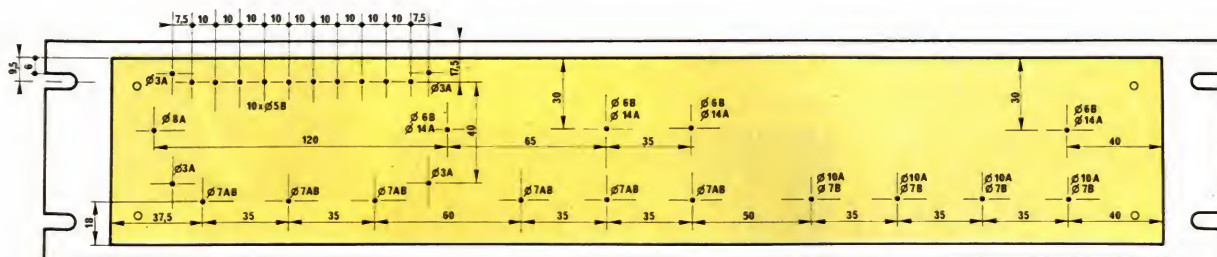


Figure 3 - Les perçages notés «A» correspondent aux trous dans la contre-façade, les «B» à ceux de la face avant. La figure est à l'échelle 1/3.

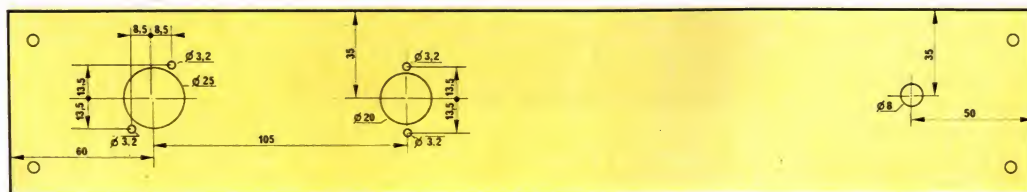


Figure 4 - Face arrière à l'échelle 1/3.



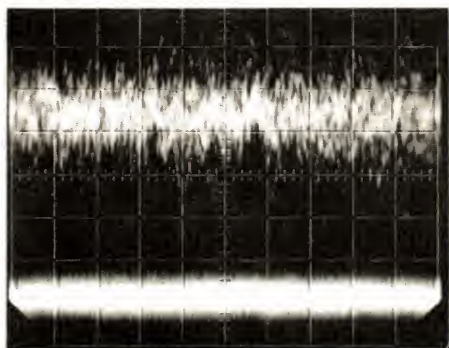
INV<sub>2</sub> : retard A direct ou inversé.  
 INV<sub>3</sub> : retard B direct ou inversé.  
 INV<sub>4</sub> : marche-arrêt.

## Les mesures

Effectuées sur notre prototype, outre les appareils classiques en électronique générale (oscillo, géné, fréquencemètre), elles ont fait appel à un matériel de mesure spécifique à l'audio, distorsiomètre à accord automatique, millivoltmètre et table traçante.

Commençons par le bruit mesuré en sortie. Les valeurs données, nous insistons sur ce fait, sont non pondérées et sont faites sur une large bande. Nous trouvons un bruit de sortie inférieur à - 70 dbm même lorsque les lignes à retard ont leurs niveaux de sortie à fond. Avec le signal direct, ce bruit passe à - 65 dbm. Le résultat est un peu paradoxal (ligne à retard moins bruyante que chaîne directe) mais n'oubliez pas le rôle déterminant ici de l'expanseur-compresseur qui, littéralement, « casse la tête » au bruit (voir oscillogramme).

Oscillogramme 3



Tension de bruit avant (trace du haut, 10 mV par cm) et après (trace du bas, 1 mV par cm) expansion. Notez la réduction de bruit !

— La distorsion est inférieure à 0,7 % à 1 kHz pour les signaux retardés. On peut descendre encore en dessous en peaufinant la réjection d'horloge.

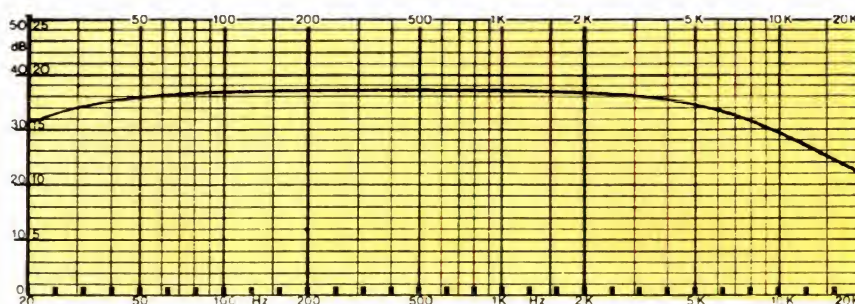
— Les courbes de réponse sont les suivantes :

A : réponse du circuit direct, entrée micro. Limitation des aigus par produit gain bande de A<sub>1</sub>.

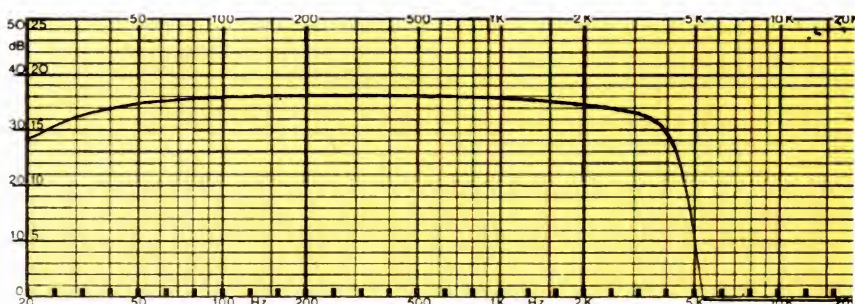
B : réponse d'une des lignes à retard avec retard maxi (environ 40 ms).

C : identique à B mais avec retard minimum.

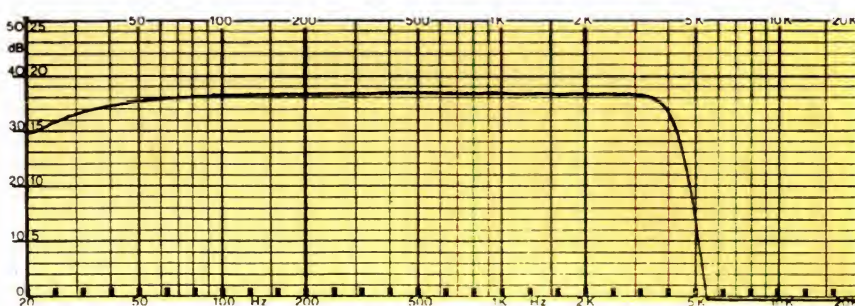
D : identique à B mais cette fois les retards sont en série et câlés sur valeur maximum (environ 80 ms).



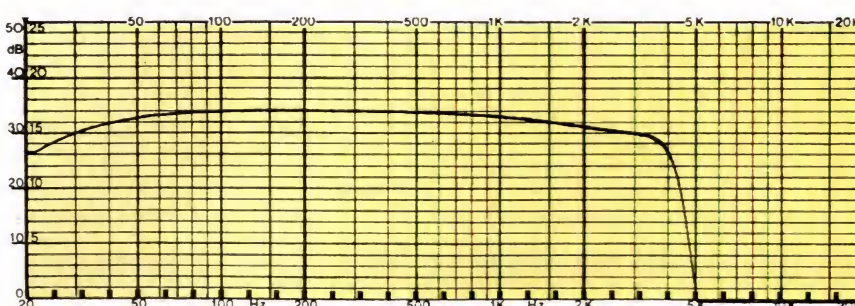
Courbe de réponse A



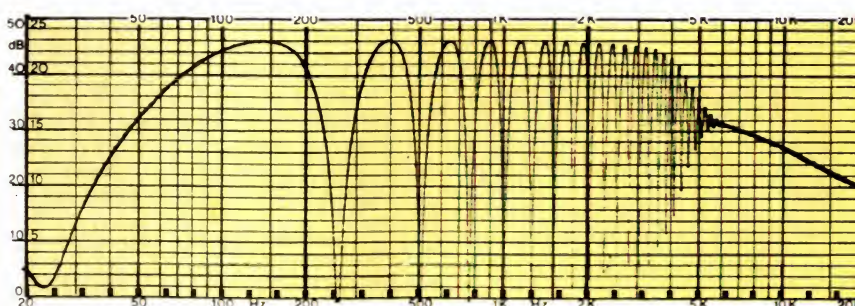
Courbe de réponse B



Courbe de réponse C

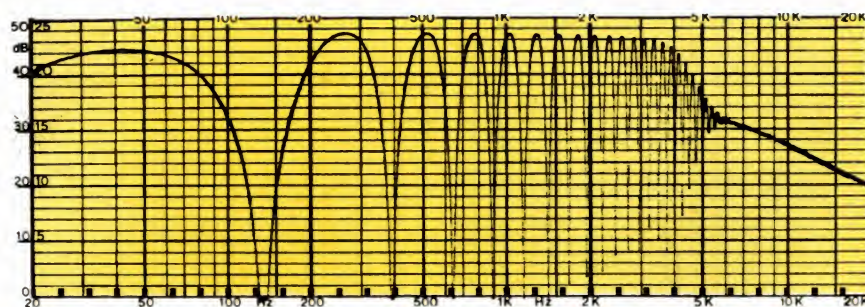


Courbe de réponse D

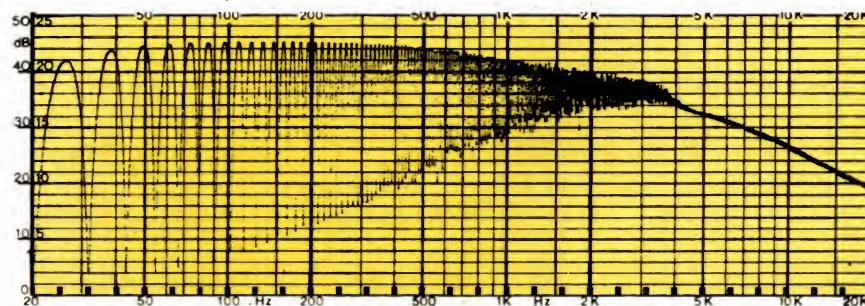


Courbe de réponse E

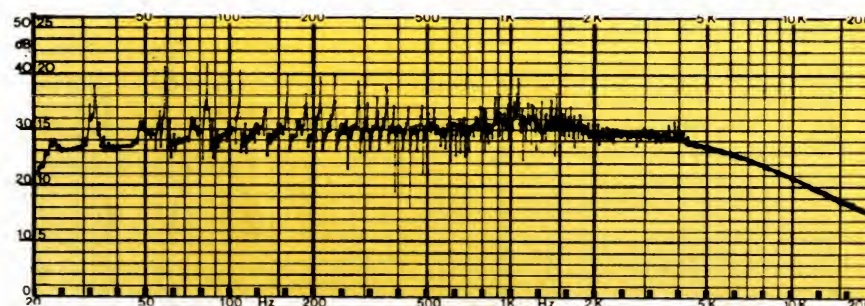




Courbe de réponse F



Courbe de réponse G



Courbe de réponse H

E : ici, on a ajouté signal direct et l'un des retards de faible valeur. Courbe en peigne typique (voir 1<sup>re</sup> partie).

F : identique à E mais on a inversé la phase relative du retard. Le son sera tout à fait différent.

G : identique à E mais le retard est

sensiblement plus important. Les dents du « peigne » sont beaucoup plus resserrées. Ceci illustre bien les formules données (voir première partie).

H : courbe typique de réverbération avec utilisation des possibilités de réinjection et retard maximum

(80 ms). Une légère modulation du retard A donne une coloration très réaliste.

## Conclusion

Nous sommes sûrs que vous saurez tirer le meilleur parti de votre CR 80. Comme les mesures l'indiquent, les performances sont de très haut niveau notamment en ce qui concerne le bruit de fond. Les possibilités d'inversion, de modulation des retards et de mode série ou croisée offrent une large palette d'effets.

Toutefois un petit conseil si vous voulez obtenir une jolie couleur de réverbération, éviter d'utiliser à fond les niveaux de sortie des retards sinon le caractère électronique transparaîtra un peu. Attention aussi aux accrochages avec les niveaux de réinjection.

Voilà, nous espérons vraiment et nous le pensons d'ailleurs, que vous serez largement récompensé de votre patience (et de votre travail) avec le CR 80.

Tout nos vœux donc et bonne chance.

G. GINTER

## Nomenclature

### Liste du matériel

Coffret ESM : ER48/09, fil de câblage multicolore, fil blindé, écrous 4 mm, rondelles de feutrine autocollantes, serre-câbles, rondelles éventails (potentiomètres).

Inverseurs INV<sub>1</sub> à INV<sub>4</sub> subminiatures.

Prises : une XLR3 embase femelle, une XLR3 embase mâle.

## CARROSSERIE GRAND SPORT POUR AMPLI TURBO



Devant le très grand intérêt que suscitent toujours le préampli et l'ampli TURBO, ESM vous rappelle qu'il tient à votre disposition les coffrets spécialement étudiés et usinés pour l'habillage de ces montages.

### AMPLI TURBO

Montage décrit dans Radio-Plans n° 403 de juin 1981.

### PREAMPLI TURBO

Montage décrit dans Radio-Plans n° 414 et 415 de mai et juin 1982.

COFFRET AMPLI : ER 48/13 TURBO  
COFFRET PREAMPLI : ER 48/04

*Electro  
Style*

4, rue Etienne Marcel  
92250 La Garenne-  
Colombes  
Tél. 785.86.10

Distributeur pour la région France-sud  
Sté L.D.E.M., 48, quai Pierre Scize  
69009 LYON Tél. (7) 839.42.42.

**NOUVELLE DOCUMENTATION ET LISTE  
DES POINTS DE VENTE SUR DEMANDE**



# Les transistors à effet de champ

## 2 - Les MOS

Dans notre premier article consacré aux transistors à effet de champ (RP-EL n° 425), nous avons décrit la structure, et examiné les propriétés, des composants traditionnellement désignés sous l'appellation « FET ». Ceux-ci, on l'a vu, comportent une jonction PN (entre grille et canal). Dans les transistors MOS, l'électrode de commande se trouve totalement isolée du reste de la structure, par une couche de silice. Il en résulte des propriétés assez sensiblement différentes : possibilité d'une polarisation positive ou négative de l'espace grille-source, impédance d'entrée extrêmement élevée.

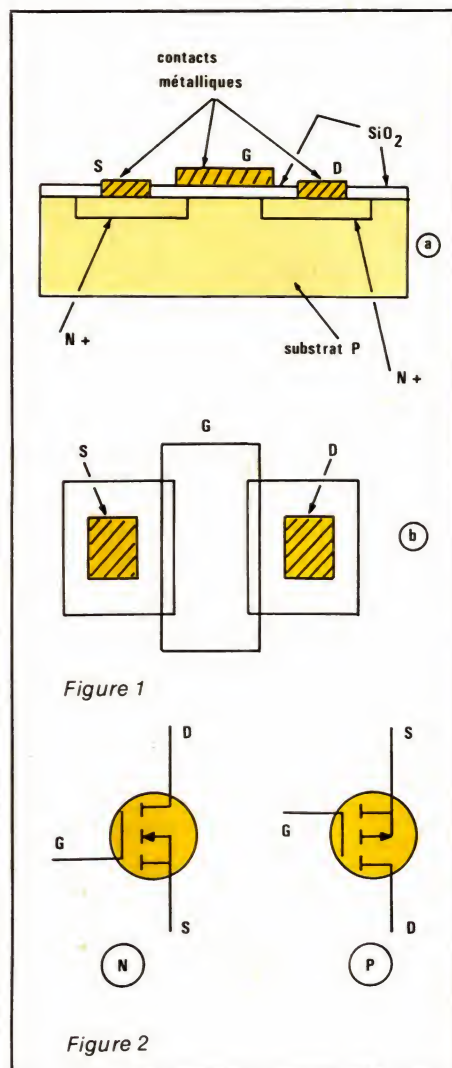
### Structure des MOS

Rappelons la signification de ce sigle : il est l'abréviation de **Metal Oxide Semiconductor**, ce qui s'explique par la configuration représentée en figure 1, vue à la fois en coupe (figure 1, a) et en plan (figure 1, b). Comme il existe deux types de MOS : à canal N et à canal P, nous examinerons en détail le premier cas, dont l'autre se déduit par simple inversion des polarités.

Le transistor MOS de la figure 1 comporte un substrat en silicium de type P, dans lequel on a réalisé, par diffusion, deux zones de type N+. On dépose alors, sur le substrat, une mince couche de silice (bioxyde de silicium  $\text{SiO}_2$ ) qui constitue l'isolant, puis une couche métallique G. Cette dernière, reliée à l'extérieur par un fil, est l'électrode de commande, appelée **grille** (gate, pour les anglosaxons). Deux autres contacts métalliques, placés sur les zones N+, deviennent les connexions de **source** et de **drain**.

En utilisation, la source est reliée au substrat, placé au potentiel le plus négatif.

On représente symboliquement un transistor MOS comme le montre le dessin de la figure 2, en a pour un type à canal N, et en b pour un type à canal P.



### Fonctionnement des MOS

Là encore, nous limiterons nos explications au cas du canal N. Remarquons que ce dernier n'apparaît pas explicitement dans la configuration de la figure 1. En fait, il se crée de lui-même, par apparition d'une couche de barrage de surface (surface barrier layer), grâce à un traitement chimique de la surface du substrat. Les charges négatives circulent alors dans une zone de très faible épaisseur, juste à la limite de la couche de silice.

En rendant la grille positive par rapport à la source, on enrichit le canal en électrons (porteurs de type N), qui se propagent de la source vers le drain : le courant, au sens conventionnel du terme, passe donc du drain vers la source.

Dans la configuration théorique de la figure 1, rien ne distingue ces deux électrodes, et le transistor MOS, si toutefois le substrat n'est pas relié à la source, apparaît comme un dispositif parfaitement symétrique. En pratique, pour diverses raisons, et notamment pour minimiser la capacité parasite du drain par rapport aux autres électrodes, on adopte souvent une structure asymétrique. Ainsi, la zone métallisée peut avoir la forme d'un anneau, entouré d'un autre anneau concentrique de type



N+ qui forme la source, tandis que le drain est constitué par une deuxième diffusion N+ au centre.

Il existe deux modes de fonctionnement des transistors MOS : soit en **déplétion** (comme dans le cas des FET), soit en **enrichissement**.

Dans le premier cas, une polarisation négative de la grille par rapport à la source (il s'agit toujours de canal N) diminue le courant drain source, en appauvrissant le canal en porteurs. Dans le deuxième cas, où on rend l'électrode de commande positive par rapport à la source, on enrichit au contraire le canal en charges négatives, ce qui augmente l'intensité du courant drain-source, par rapport au cas d'une polarisation nulle. Il est même possible de construire des MOS dans lesquels le canal, très faiblement dopé, ne laisse circuler aucun courant en l'absence de polarisation grille-source. Ces transistors MOS à enrichissement, sont plus répandus que les modèles à déplétion.

## Caractéristiques des transistors MOS

Pour tracer le réseau de Kellog d'un MOS, on relève les variations du courant de drain  $I_D$  en fonction de la tension drain-source  $V_{DS}$ , en prenant pour paramètre la tension grille-source  $V_{GS}$ . A chaque valeur de  $V_{GS}$ , correspond alors une caractéristique du réseau.

Celui-ci, assez voisin de celui d'un FET à jonction, présente cependant, dans la partie quasi-horizontale des caractéristiques, une pente plus importante. Pour un MOS à enrichissement, on peut définir une tension  $V_{GS}$  de blocage (figure 3), au-dessous de laquelle l'intensité  $I_D$  demeure pratiquement nulle. Ainsi, cette tension de blocage est voisine de + 6 volts dans le cas de la figure 3.

Dans le cas des MOS de type mixte (enrichissement et déplétion), la tension  $V_{GS}$  de blocage devient négative, comme le montrent les caractéristiques de la figure 4. Pour  $V_{GS}$  positif, le dispositif travaille dans le mode à enrichissement, tandis qu'il fonctionne dans le mode à déplétion pour  $V_{GS}$  inférieur à zéro.

On peut aussi, pour les MOS, tracer la caractéristique  $I_D$  en fonction de  $V_{GS}$ , qui prend l'allure de la figure 5 dans le cas des modèles à enri-

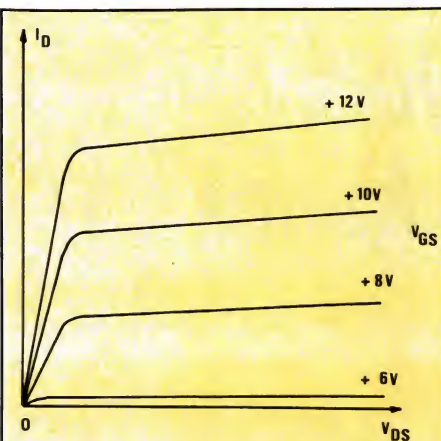


Figure 3

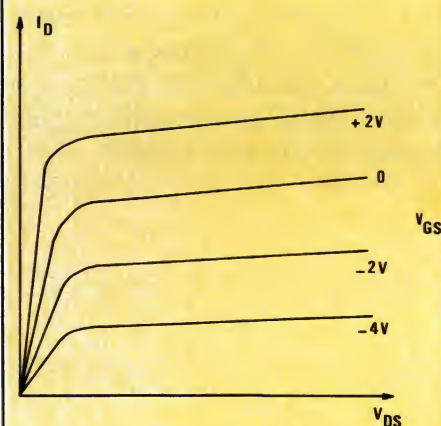


Figure 4

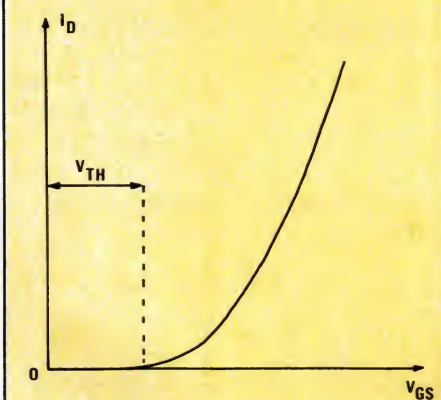


Figure 5

chissement. On y voit clairement apparaître, alors, la tension de seuil, souvent désignée dans les catalogues par l'abréviation  $V_{TH}$  (threshold voltage).

## Vers la configuration complémentaire

Les considérations qui suivent débordent la stricte étude des transistors MOS, puisqu'elle ne s'utilise, en pratique, que dans les circuits inté-

grés. Il nous semble utile, cependant, d'en dire dès maintenant quelques mots.

Sur une même puce de semiconducteur, il est possible de regrouper, comme le montre la figure 6, un MOS de type N, et un autre de type P, complémentaires. L'ensemble

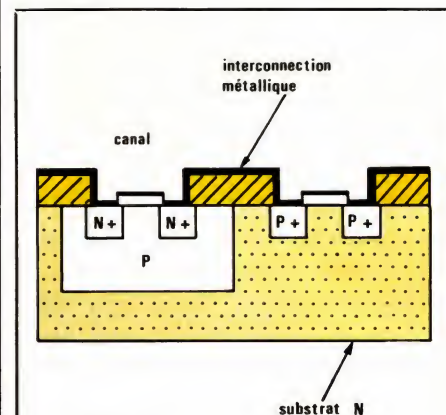


Figure 6

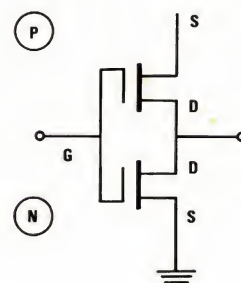


Figure 7

prend alors la désignation C-MOS (Complementary MOS), se symbolise par le schéma de la figure 7, et... constitue la cellule de base de nombreux circuits intégrés. Nous aurons, évidemment, l'occasion d'y revenir.

R. RATEAU

### N.B. :

La structure MOS décrite dans cet article, sous des formes maintenant connues depuis longtemps, connaît depuis peu (du moins au stade industriel) des transformations techniques lui permettant d'accéder aux puissances élevées. C'est le domaine des V.MOS, HEXFET..., et autres appellations, destinées à des développements prometteurs.

Le sujet est vaste, et mérite une étude spéciale, que nous lui consacrerons bientôt. Sur le plan pratique, nos lecteurs en ont déjà trouvé des prémisses dans la revue : le RPG 50 de G. Ginter, et le convertisseur 12 V/220 V de l'auteur, en constituent deux exemples.



# SERVICE

## CIRCUITS IMPRIMÉS

Nous vous rappelons que seuls les professionnels mentionnés dans la liste du réseau de distribution sont habilités à vendre les circuits imprimés Radio Plans-Électronique Loisirs; cette liste est remise à jour chaque mois.

Ces circuits imprimés portent depuis le numéro 410 la mention Copyright ©SPE 1982 gravée sur la face cuivrée et sont désormais munis d'une étiquette autocollante authentifiant la provenance du produit.

Références	Article	Prix estimatif
EL 426 A	Interface ZX81 .....	48 F
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81 .....	32 F
EL 426 C	Platine TV Siemens .....	112 F
EL 426 D	Clavier (Platine TV) .....	40 F
EL 426 E	Affichage (Platine TV) .....	18 F

Nous vous rappelons ci-dessous les circuits disponibles des précédents numéros:

Références	Article	Prix estimatif
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance .....	20 F
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande .....	24 F
EL 421 C	Horloge, platine de base .....	66 F
EL 421 D	Horloge, platine affichage (d.f.) .....	34 F
EL 422 E	Alimentation, Platine TV .....	64 F
EL 422 F	Chenillard musical .....	54 F
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C .....	20 F
EL 423 A	Antivol à ultra-sons(1) .....	54 F
EL 423 B	Antivol à ultra-sons(2) .....	38 F
EL 423 C	Convertisseur 12/220 V .....	42 F
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale .....	130 F
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage .....	28 F
EL 424 C	Programmation d'Eprom, carte 1 ....	150 F
EL 424 D	Programmation d'Eprom, carte 2 ....	140 F
EL 424 E	Programmation d'Eprom, carte alim. ....	72 F
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte affi. ....	36 F
EL 424 G	Récepteur RC .....	18 F
EL 425 A	Générateur de sons complexes .....	30 F
EL 425 B	Connecteur .....	16 F
EL 425 C	Rx 41 MHz à synthèse .....	42 F
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424) ...	122 F
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre .....	24 F
EL 425 F	CR 80, carte horloge .....	50 F

Bien que certaines références aient disparu de notre liste, les circuits imprimés correspondants sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction (frais de port: 8 F par colis, et non par circuit).

Ces références sont les suivantes:

Références	Article	Prix estimatif
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V .....	26 F
EL 409 A	Voltmètre digital (affichage) .....	10 F
EL 409 B	Voltmètre digital (convertisseur A/D) .....	10 F
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur .....	22 F
EL 412 F	Alimentation C.B. ....	22 F
EL 414 B	RIAA 2310 .....	28 F
EL 414 C	RIAA FET .....	20 F
EL 414 E	Adaptateur 772 .....	16 F
EL 414 F	Alimentation + .....	18 F
EL 414 G	Alimentation - .....	18 F
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission .....	16 F
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits .....	20 F
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772 .....	24 F
EL 415 C	Inverseur 772 .....	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310 .....	20 F
EL 417 A	Préampli guitare .....	86 F
EL 417 B	Allumage électronique .....	68 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage .....	80 F
EL 418 B	Émetteur I.R. pour tuner .....	20 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R. ...	12 F
EL 418 D	Carte vobulation GF 2 .....	56 F
EL 418 E	Carte ampli RPG 50 .....	46 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet. ....	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept. ....	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét. ....	14 F
EL 419 E	Interphone moto .....	30 F
EL 419 F	GF2: générateur de salves .....	68 F
EL 420 A	Petite boîte rigolote .....	28 F
EL 420 B	Compte-tours digital .....	14 F
EL 420 C	Voltmètre auto .....	10 F

### Réseau de distribution

Liste des professionnels distribuant les circuits imprimés

21000 - **Electronic 21**, 4 bis, rue de Serrigny, Dijon  
 24100 - **Pommarel Electronic**, 14, place Doublet, Bergerac  
 42000 - **St-Étienne Composants**, 2, rue de Terre-Noire, St-Étienne  
 69006 - **Ets Gelain**, 22, avenue de Saxe  
 75010 - **Acer**, 42, rue de Chabrol, Paris  
 75010 - **Mabel**, 35-37, rue d'Alsace, Paris  
 75012 - **Magnétic France**, 11, place de la Nation, Paris  
 75012 - **Reuilly Composants**, 79, bd Diderot, Paris  
 75014 - **Montparnasse Composants**, 3, rue du Maine, Paris  
 90000 - **Electronic Center**, 1, rue Keller, Belfort  
 92220 - **BH Electronique**, 164, avenue A.-Briand, Bagneux



CIRCUITS INTEGRES		
TAA	750	45,00
241	830	16,00
310	900	15,00
500	910	15,00
550B	940	5,00
550C	940E	24,00
611A12	965	24,00
611B12	3089	24,00
611C1	440	25,00
611C12	470	28,00
621A11	1008	38,00
621A11	1022	77,00
661B	1024	15,00
790	1005	35,00
861	1034AN	24,00
4761	1034BN-5534	29,00
1208	1037	21,00
	1046	30,00
	1051	30,00
	1054	28,00
	1151	30,00
	1170	33,00
	1200	24,00
	1405	15,00
	1410	24,00
	1412	13,00
	1415	13,00
	1420	24,00
	1425	35,00
	1431	25,00
	1435	25,00
	1437	25,00
	1440	45,00
	1445	34,00
	1448	34,00
	1450	34,00
	1452	34,00
	1454	34,00
	1456	34,00
	1458	34,00
	1460	34,00
	1462	34,00
	1464	34,00
	1466	34,00
	1468	34,00
	1470	34,00
	1472	34,00
	1474	34,00
	1476	34,00
	1478	34,00
	1480	34,00
	1482	34,00
	1484	34,00
	1486	34,00
	1488	34,00
	1490	34,00
	1492	34,00
	1494	34,00
	1496	34,00
	1498	34,00
	1500	34,00
	1502	34,00
	1504	34,00
	1506	34,00
	1508	34,00
	1510	34,00
	1512	34,00
	1514	34,00
	1516	34,00
	1518	34,00
	1520	34,00
	1522	34,00
	1524	34,00
	1526	34,00
	1528	34,00
	1530	34,00
	1532	34,00
	1534	34,00
	1536	34,00
	1538	34,00
	1540	34,00
	1542	34,00
	1544	34,00
	1546	34,00
	1548	34,00
	1550	34,00
	1552	34,00
	1554	34,00
	1556	34,00
	1558	34,00
	1560	34,00
	1562	34,00
	1564	34,00
	1566	34,00
	1568	34,00
	1570	34,00
	1572	34,00
	1574	34,00
	1576	34,00
	1578	34,00
	1580	34,00
	1582	34,00
	1584	34,00
	1586	34,00
	1588	34,00
	1590	34,00
	1592	34,00
	1594	34,00
	1596	34,00
	1598	34,00
	1600	34,00
	1602	34,00
	1604	34,00
	1606	34,00
	1608	34,00
	1610	34,00
	1612	34,00
	1614	34,00
	1616	34,00
	1618	34,00
	1620	34,00
	1622	34,00
	1624	34,00
	1626	34,00
	1628	34,00
	1630	34,00
	1632	34,00
	1634	34,00
	1636	34,00
	1638	34,00
	1640	34,00
	1642	34,00
	1644	34,00
	1646	34,00
	1648	34,00
	1650	34,00
	1652	34,00
	1654	34,00
	1656	34,00
	1658	34,00
	1660	34,00
	1662	34,00
	1664	34,00
	1666	34,00
	1668	34,00
	1670	34,00
	1672	34,00
	1674	34,00
	1676	34,00
	1678	34,00
	1680	34,00
	1682	34,00
	1684	34,00
	1686	34,00
	1688	34,00
	1690	34,00
	1692	34,00
	1694	34,00
	1696	34,00
	1698	34,00
	1700	34,00
	1702	34,00
	1704	34,00
	1706	34,00
	1708	34,00
	1710	34,00
	1712	34,00
	1714	34,00
	1716	34,00
	1718	34,00
	1720	34,00
	1722	34,00
	1724	34,00
	1726	34,00
	1728	34,00
	1730	34,00
	1732	34,00
	1734	34,00
	1736	34,00
	1738	34,00
	1740	34,00
	1742	34,00
	1744	34,00
	1746	34,00
	1748	34,00
	1750	34,00
	1752	34,00
	1754	34,00
	1756	34,00
	1758	34,00
	1760	34,00
	1762	34,00
	1764	34,00
	1766	34,00
	1768	34,00
	1770	34,00
	1772	34,00
	1774	34,00
	1776	34,00
	1778	34,00
	1780	34,00
	1782	34,00
	1784	34,00
	1786	34,00
	1788	34,00
	1790	34,00
	1792	34,00
	1794	34,00
	1796	34,00
	1798	34,00
	1800	34,00
	1802	34,00
	1804	34,00
	1806	34,00
	1808	34,00
	1810	34,00
	1812	34,00
	1814	34,00
	1816	34,00
	1818	34,00
	1820	34,00
	1822	34,00
	1824	34,00
	1826	34,00
	1828	34,00
	1830	34,00
	1832	34,00
	1834	34,00
	1836	34,00
	1838	34,00
	1840	34,00
	1842	34,00
	1844	34,00
	1846	34,00
	1848	34,00
	1850	34,00
	1852	34,00
	1854	34,00
	1856	34,00
	1858	34,00
	1860	34,00
	1862	34,00
	1864	34,00
	1866	34,00
	1868	34,00
	1870	34,00
	1872	34,00
	1874	34,00
	1876	34,00
	1878	34,00
	1880	34,00
	1882	34,00
	1884	34,00
	1886	34,00
	1888	34,00
	1890	34,00
	1892	34,00
	1894	34,00
	1896	34,00
	1898	34,00
	1900	34,00
	1902	34,00
	1904	34,00
	1906	34,00
	1908	34,00
	1910	34,00
	1912	34,00
	1914	34,00
	1916	34,00
	1918	34,00
	1920	34,00
	1922	34,00
	1924	34,00
	1926	34,00
	1928	34,00
	1930	34,00
	1932	34,00
	1934	34,00
	1936	34,00
	1938	34,00
	1940	34,00
	1942	34,00
	1944	34,00
	1946	34,00
	1948	34,00
	1950	34,00
	1952	34,00
	1954	34,00
	1956	34,00
	1958	34,00
	1960	34,00
	1962	34,00
	1964	34,00
	1966	34,00
	1968	34,00
	1970	34,00
	1972	34,00
	1974	34,00
	1976	34,00
	1978	34,00
	1980	34,00
	1982	34,00
	1984	34,00
	1986	34,00
	1988	34,00
	1990	34,00
	1992	34,00
	1994	34,00
	1996	34,00
	1998	34,00
	2000	34,00

CIRCUITS INTEGRES		
74LS	74LS	74LS
74LS00	02-03-04-08	24-249-273
74LS01	09-10-11-15-21-22-30	13
74LS02	51-54-55-133-191-244	13
74LS03	249-273	4,00
74LS04	249-273	14,00
74LS05	20-26-27-28-32-33-37-38-40-73	15,00
74LS06	74-76-78-109	4,50
74LS07	141-151	17,00
74LS08	125-136-137	8,00
74LS14	90-122-123-222-365-367	8,00
74LS32	91-113-126-139-155-158-163-174	9,00
74LS33	257-293	9,00
74LS34	132-154-165	27,00
74LS35	175	10,00
74LS36	93-95	11,00
74LS37	137-151-153-192	11,00
74LS38	195-240-242-248-249	12,00
74LS39	258-260-266	12,00

CIRCUITS INTEGRES		
C MOS	4000	15-20-24-29-40
4000	01-02-07-23-25	60-106
4001	10-13-19-77	40-43
4002	78	4,70
4003	40-77	47-35
4004	40-77	47-35
4005	40-77	47-35
4006	40-77	47-35
4007	40-77	47-35
4008	40-77	47-35
4009	40-77	47-35
4010	40-77	47-35
4011	40-77	47-35
4012	40-77	47-35
4013	40-77	47-35
4014	40-77	47-35
4015	40-77	47-35
4016	40-77	47-35
4017	40-77	47-35
4018	40-77	47-35
4019	40-77	47-35
4020	40-77	47-35
4021	40-77	47-35
4022	40-77	47-35
4023	40-77	47-35
4024	40-77	47-35
4025	40-77	47-35
4026	40-77	47-35
4027	40-77	47-35
4028	40-77	47-35
4029	40-77	47-35
4030	40-77	47-35
4031	40-77	47-35
4032	40-77	47-35
4033	40-77	47-35
4034	40-77	47-35
4035	40-77	47-35
4036	40-77	47-35
4037	40-77	47-35
4038	40-77	47-35
4039	40-77	47-35
4040	40-77	47-35
4041	40-77	47-35
4042	40-77	47-35
4043	40-77	47-35
4044	40-77	47-35
4045	40-77	47-35
4046	40-77	47-35
4047	40-77	47-35
4048	40-77	47-35
4049	40-77	47-35
4050	40-77	47-35
4051	40-77	47-35
4052	40-77	47-35
4053	40-77	47-35
4054	40-77	47-35
4055	40-77	47-35
4056	40-77	47-35
4057	40-77	47-35
4058	40-77	47-35
4059	40-77	47-35
4060	40-77	47-35
4061	40-77	47-35



## Utilisation des FET en résistances variables

A l'occasion d'une première approche théorique (RP-EL n° 425), nous avons fait connaissance avec la structure des transistors à effet de champ de type FET, dont nous avons aussi décrit les propriétés à travers l'étude de leurs caractéristiques.

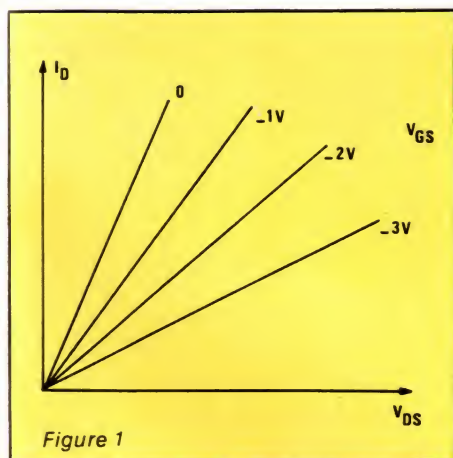
Les caractéristiques traduisant les variations de  $I_D$  en fonction de  $V_{DS}$ , pour diverses valeurs de la tension grille-source  $V_{GS}$ , offrent, au voisinage de l'origine, d'intéressantes particularités, que nous allons étudier maintenant, avant d'en montrer quelques applications pratiques.

### Le réseau de Kellog aux faibles tensions

Si on examine le réseau de Kellog pour les faibles tension  $V_{DS}$ , on constate que, pour une valeur donnée de  $V_{GS}$ , le courant drain varie rapidement avec la tension drain-source (figure 1). D'autre part, toutes les courbes passent exactement par l'origine, et sont quasi rectilignes, ce qui traduit la proportionnalité entre  $I_D$  et  $V_{DS}$ . On peut écrire celle-ci sous la forme :

$$V_{DS} = k I_D$$

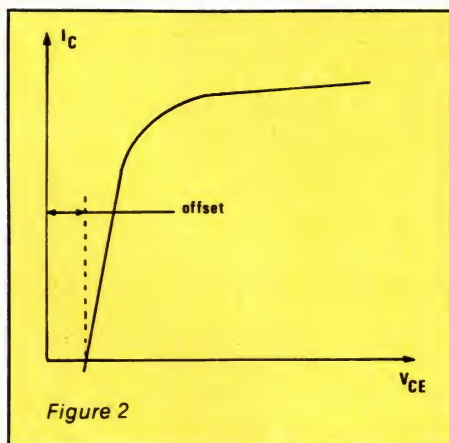
tout au moins dans la zone où les caractéristiques restent linéaires, soit pour des tensions  $V_{DS}$  de quelques centaines de millivolts au maximum.



La relation ci-dessus rappelle la loi d'Ohm : le coefficient  $k$  y a donc la dimension d'une résistance, dont la valeur (pente des caractéristiques) dépend de  $V_{GS}$ . Le transistor FET apparaît donc, dans ces conditions,

comme l'équivalent d'une résistance dont la valeur peut être commandée par la tension  $V_{GS}$ .

Notons que cette propriété n'a pas d'équivalent pour les transistors à jonctions. La caractéristique  $I_C$  en fonction de  $V_{CE}$ , dans le cas de ces derniers, ne passe pas par l'origine, comme le montre la figure 2. Il subsiste, pour un courant de collecteur nul, une faible différence de potentiel entre collecteur et émetteur : c'est la tension d'offset du transistor.

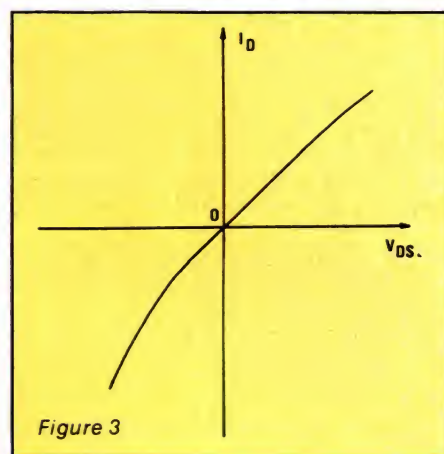


### Cas des tensions drain-source inverses

On peut prolonger les caractéristiques du réseau de Kellog dans la zone de polarisation inverse du drain (drain négatif par rapport à la source, pour un FET à canal N) : c'est ce que montre la figure 3.

Dans le troisième quadrante des caractéristiques, toutefois, les courbes présentent une concavité visible même pour de faibles tensions entre drain et source. Si on utilise le FET en

résistance variable commandée, avec des tensions variables de part et d'autre du zéro entre drain et source, on sera vite limité dans les amplitudes acceptables, pour éviter



l'apparition d'une distorsion importante.

Il existe bien des applications pratiques du comportement des FET en résistances variables. Nous proposerons d'en étudier deux exemples classiques, après avoir contrôlé directement le phénomène.

### Mesure de la résistance équivalente

Nous nous proposons de mesurer cette résistance pour des valeurs croissantes (en valeur absolue) de la tension  $V_{GS}$ . Le montage de mesure est celui de la figure 4, a, équivalent au schéma de la figure 4, b, où  $R_r$  représente la résistance équivalente au transistor à effet de champ testé.

L'espace drain-source du FET, constitue un diviseur avec la résis-



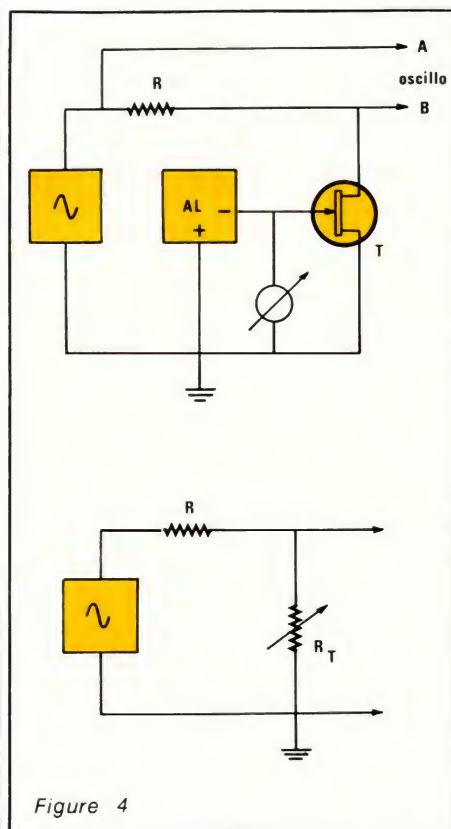


Figure 4

tance  $R$ . Si on désigne par  $R_T$  la résistance du transistor, par  $V_e$  la tension sinusoïdale d'entrée fournie par le générateur  $G$ , et par  $V_s$  la tension de sortie, on a :

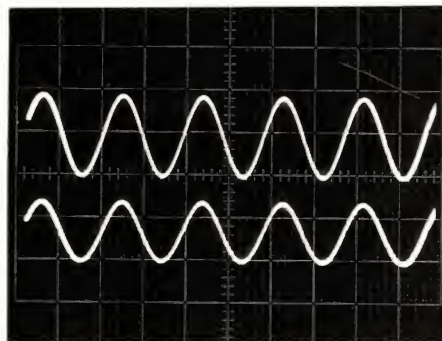
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_T}{R + R_T}$$

Connaissant  $R$ , et en mesurant, à l'oscilloscope, les tensions  $V_s$  et  $V_e$ , on en déduit :

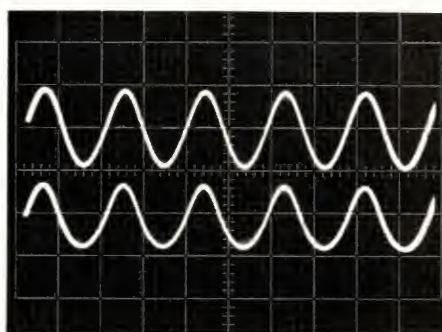
$$R_T = R \frac{V_s}{V_e - V_s}$$

Le calcul n'est valable, évidemment, que si on travaille dans la partie rectiligne de la caractéristique (voir figure 3), ce qui limite l'amplitude de sortie à une centaine de millivolts crête à crête : c'est dans ces conditions qu'a été pris l'oscillogramme A. Pour une amplitude d'entrée trop élevée, la courbure de la caractéristique introduit une distorsion nettement visible sur l'oscillogramme B. Le transistor, alors, ne peut plus être assimilé à une résistance linéaire.

Nous avons effectué nos mesures sur un échantillon de 2N4416, en faisant varier  $V_{GS}$  à l'aide d'une alimentation stabilisée, dont la tension de sortie est indiquée par le voltmètre  $V$ . Les résultats sont illustrés par



**Oscillogramme A**  
Trace supérieure : signal d'entrée (0,5 V/division).  
Trace inférieure : signal de sortie (0,2 V/division).  
Tension de grille :  $V_{GS} = -1$  V.



**Oscillogramme B**  
Trace supérieure : signal d'entrée (0,5 V/division).  
Trace inférieure : signal de sortie (0,5 V/division).  
Tension de grille :  $V_{GS} = -2$  V.

la courbe de la figure 5, qui donne les variations de  $R_T$  en fonction de  $V_{GS}$ . Partant d'une valeur faible pour  $V_{GS} = 0$  (170  $\Omega$  dans notre exemple),  $R_T$  croît selon une loi sensiblement parabolique, mais limitée par une asymptote verticale lorsque  $V_{GS}$  atteint la tension de pincement  $V_P$ .

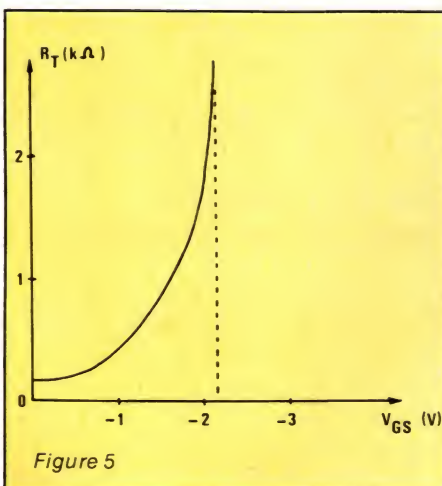


Figure 5

On ne s'étonnera pas, sur d'autres échantillons de 2N4416, de trouver des résultats sensiblement diffé-

rents, notamment pour  $V_P$ . D'après les notices des constructeurs, ce paramètre peut en effet varier de -2 volts à -6 volts environ.

## Application à la régulation d'amplitude d'oscillateurs

Il s'agit là d'un exemple classique d'utilisation des FET en résistance commandée par une tension. La figure 6 propose un schéma d'oscillateur BF à pont de Wien, construit autour de l'amplificateur opérationnel A (un 741 convient, si on se limite aux fréquences audio).

Le pont proprement dit met en jeu les éléments  $R$  et  $C$  qui déterminent la fréquence d'oscillation, en introduisant une réaction positive sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur. On sait que cette fréquence est donnée par la relation :

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Sur l'entrée inverseuse, le diviseur constitué par la résistance  $R_1$ , et par le transistor à effet de champ, introduit une contre-réaction qui limite le gain. Le taux de réaction négative dépend, évidemment, de la résistance équivalente au FET, elle-même fixée par sa tension de grille  $V_{GS}$ . Or, dans le montage de la figure 6, on obtient la tension  $V_{GS}$  en redressant et en filtrant le signal de sortie de l'oscillateur. Lorsque l'amplitude augmente, la tension  $V_{GS}$  devient plus négative, ce qui accroît la résistance du FET, donc la contre-réaction, et tend à ramener l'amplitude à sa valeur initiale.

On peut, grâce au potentiomètre  $P$ , doser cette action, donc régler la tension de sortie de l'oscillateur.

## Application à la compression de dynamique

Les compresseurs de dynamique servent à diminuer le gain d'un amplificateur, lorsqu'une amplitude du signal appliqué à l'entrée. La figure 7 en four-



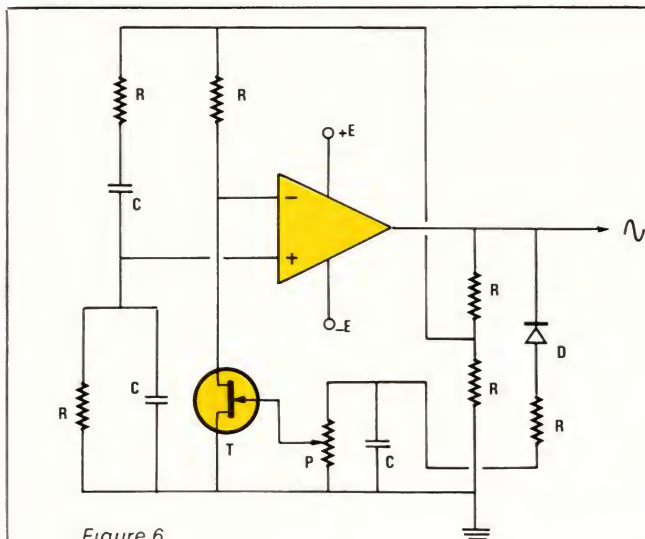


Figure 6

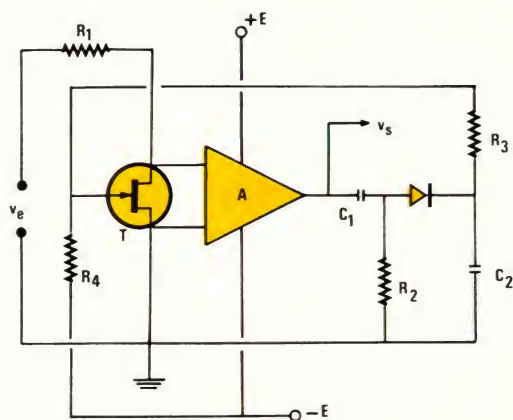


Figure 7

La tension d'entrée alternative  $v_e$ , en provenance d'un micro par exemple, est divisée par l'ensemble  $R_1$  et  $R_T$ , où  $R_T$  est la résistance équivalente au transistor à effet de champ. Celle-ci, bien sûr, dépend de la polarisation de grille.

Dans les conditions initiales (pas de signal d'entrée), la tension d'alimentation  $-E$ , ainsi que les résistances  $R_3$  et  $R_4$ , sont choisies pour que le FET reçoive, sur sa grille, la

tension de pincement  $-V_P$ , et présente ainsi une résistance infinie dans son espace drain-source.

Dès que le signal de sortie atteint une amplitude suffisante pour rendre la diode  $D$  conductrice, un potentiel positif apparaît aux bornes de  $C_2$ , et fait remonter la tension de grille  $V_{GS}$  du FET. Celui-ci offre alors une résistance décroissante, et atténue le signal d'entrée appliqué à l'amplificateur  $A$ .

## Conclusion

L'emploi des FET en résistances variables, permet de réaliser, très simplement, des résistances commandées par tension. Les résultats obtenus autorisent des taux de distorsion relativement faibles (1 à 2 %), tant que l'amplitude du signal appliqué ne dépasse pas 100 à 200 millivolts.

R. RATEAU

## CATALOGUE GENERAL 1983

COMPOSANTS ELECTRONIQUES



LE VRAI SPECIALISTE DE LA VENTE PAR CORRESPONDANCE 10,00 F

# Selectronic

11, rue de la Clef. 59800 LILLE.

Tél. (20) 55.98.98

## SPECIALISTE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

VOUS PRESENTE LA NOUVELLE EDITION DE SON CELEBRE CATALOGUE ! Véritable référence auprès des amateurs et des professionnels, il vous offrira encore plus :

- Un **CHOIX** incomparable de composants et de produits d'actualité et d'avant-garde.
- La **QUALITE** professionnelle des articles proposés.
- Un **RAPPORT QUALITE/PRIX** toujours excellent.
- Une **DISPONIBILITE** remarquable : plus de 95% des articles livrables sur stock.
- Plus de 150 pages abondamment illustrées.
- Format de poche très pratique : 15 x 21 cm.
- Nombreux renseignements techniques.

Pour ceux qui n'auraient pas encore réservé leur catalogue **SELECTRONIC 83**, il leur suffit de nous renvoyer le coupon ci-dessous accompagné de 10 F en timbre poste.

Parution prévue : début Juin.

Retournez le coupon ci-dessous à :

**SELECTRONIC : 11, rue de la Clef, 59800 LILLE**

Je désire recevoir le catalogue 83 SELECTRONIC. Ci-joint 10 F en timbres poste.

Nom ..... Prénom .....

Adresse .....

Code postal ..... Ville .....